



Universidad
Carlos III de Madrid

DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DE UN
MEZCLADOR ANALÓGICO PARA MRI EN
TECNOLOGÍA CMOS DE BAJA TENSIÓN DE
ALIMENTACIÓN

Autor: José Ramón Álvarez Rojo

Tutor: Enrique Prefasi Sen

Abstract

Study and characterization of analog CMOS mixer architectures by means of CAD spice simulation tools, with emphasis on the analog MRI scanner front-end application case.

Resumen

Estudio y caracterización de las distintas arquitecturas de mezcladores analogicos CMOS usando herraminetas de simulación CAD spice adaptándolas al diseño de un front-end analogico de un escáner MRI.

Agradezco a mi mujer y a mi hija el haberme soportado mientras realizaba la Ingeniería de la que este PFC (tribunal mediante) es culmen; por tal gratitud, al menos, les ahorraré que la dedicatoria de tan pesada obra caiga sobre ellas. Se la dedicaré a mi abuela y a mi madre, que con su “pesadez” e insistencia me dieron la base y el impulso inicial para acometer esta - demasiado dilatada en el tiempo - tarea.

Índice

1	Introducción	1
2	Estado del arte	3
2.1	De los aparatos de MRI	3
2.2	De los ADC	7
2.3	Influencia del estado del arte en el diseño	8
3	Marco regulatorio	10
3.1	En la Unión Europea	10
3.1.1	La Directiva de 2004 y sus consecuencias. Formacion de la <i>Alliance for MRI</i>	11
3.1.2	La Directiva de 2013 (en vigor desde Julio de 2016) . . .	12
3.2	En los Estados Unidos de América	15
3.3	Influencia de la normativa en el diseño	20
4	Objetivos y motivación	22
5	Plan de trabajo	24
6	<i>Downconverting</i>: El papel del mezclador en los aparatos de Imagen por Resonancia Magnética (MRI)	26
6.1	La Imagen por Resonancia Magnética	26
6.1.1	Comportamiento de un dipolo magnético en el seno de un campo magnético	27
6.1.2	El fenómeno de resonancia magnética	29
6.1.3	Aplicación del fenómeno de resonancia magnética a la Imagen por Resonancia Magnética	32
7	Fundamentos de mezcladores y <i>downconverting</i>	34
7.1	Tipos de mezcladores	35
7.1.1	Mezcladores basados en dispositivos no lineales	35
7.1.2	Mezcladores basados en conmutación	36
7.1.3	Mezcladores basados en submuestreo (<i>subsampling</i>) . . .	37
7.2	<i>Downconverting</i>	38
7.2.1	<i>Downconverting</i> con mezclador	38
7.2.2	<i>Downconverting</i> sin mezclador: muestreo directo	39
7.2.3	Frecuencia intermedia vs. banda base	40

7.3	Análisis de los tipos de mezclador y elección para estudio	41
8	La tecnología CMOS	42
8.1	Proceso de fabricación CMOS	42
8.2	Principio de Funcionamiento de un MOSFET	43
8.3	Funcionamiento de un MOSFET desde el punto de vista circuital	44
8.4	MOSFET de canal corto	47
8.5	Efectos negativos de la tecnología CMOS	47
8.5.1	Inyección de carga	48
8.5.2	Acoplo capacitivo	49
8.5.3	Ruido kT/C	49
8.6	Minimización de los efectos de la inyección de carga, del acoplo capacitivo y del ruido kT/C	51
8.6.1	Dummy switch	51
8.6.2	Puerta de transmisión	52
8.6.3	Topología totalmente diferencial	53
9	Diseño del mezclador y caracterización	60
9.1	Análisis preliminar	62
9.1.1	Multipliyng Quad	62
9.1.2	Sum Squaring	66
9.2	Diseño y comparativa preliminar para ambas arquitecturas . . .	69
9.2.1	Arquitectura <i>Multipliyng Quad</i>	71
9.2.2	Aquitectura <i>Sum Squaring</i>	72
9.2.3	Comparativa inicial	72
9.3	Nuevo criterio de comparación	73
9.3.1	Linealidad de la arquitectura <i>Multipliyng Quad</i>	73
9.3.2	Linealidad de la arquitectura <i>Sum Squaring</i>	75
9.4	Elección de arquitectura	76
9.5	Refinamiento en el diseño del mezclador <i>Multipliyng Quad</i>	76
9.5.1	Diseño del multiplexor	76
9.5.2	Diseño del buffer	77
9.6	Caracterización del mezclador. Integración de multiplexor y buffer	78
9.6.1	Respuesta en frecuencia	78
9.6.2	Linealidad	80
10	Consecución de objetivos	82

11 Coste del proyecto	84
11.1 Herramientas utilizadas	84
11.1.1 Herramientas utilizadas en la captura y simulación de circuitos.	84
11.1.2 Herramientas utilizadas en la redacción de la memoria . .	84
11.1.3 Herramientas utilizadas en la composición de la presentación	84
11.1.4 Otros conceptos	85
11.1.5 Total	85
11.2 Estimación de horas de trabajo	85
12 Próximos pasos	88
Referencias	94

1 Introducción

La información ofrecida por un escáner MRI¹ al equipo médico que vaya a examinar a un paciente es de gran valor e influye notablemente en las decisiones médicas a tomar y por tanto, en la evolución del paciente. La obtención de unas imágenes con gran resolución y contraste hacen que la MRI sea la técnica más importante (cuando no esencial) para el diagnóstico y tratamiento de numerosas enfermedades.

Muchas de estas enfermedades tienen, además, un marcado impacto socioeconómico, por el volumen y las características de la población que se ve afectada por ellas -enfermedades cardiovasculares, enfermedades neurológicas, muchos tipos de cáncer, enfermedades del sistema musculoesquelético...-

Existen también casos donde la MRI es esencial como complemento de otras técnicas, como por ejemplo, aquellos casos de estudios funcionales y cognitivos cerebrales en donde la MRI complementa a la tomografía por emisión de positrones o PET².

Es por ello que sería deseable poder dar acceso a esta herramienta de diagnosis al mayor número posible de ciudadanos.

Finalmente, citando al profesor Pedro Simón Abril, en el prólogo de su traducción de la obra de Aristóteles *“Ética a Nicómaco”*, *“por la común humanidad, ruego, y con buen derecho pido, que si algo hobiere no tan limado, se acuerden que es hombre el que lo ha vertido, y que no puede estar siempre tan en centinela, que no diese alguna cabezada”*.

¹Por las siglas en ingles de *Magnetic Resonance Imaging*, Imagen por Resonancia Magnética

²*Positron Emission Tomography*, Tomografía por Emisión de Positrones.

2 Estado del arte

En este capítulo se expondrán los avances actuales, primero de los aparatos de MRI, que son el equipo final en que se integrará el mezclador objeto de este PFC y segundo de los ADC³, por ser una opción de diseño para llevar a cabo el mezclador.

2.1 De los aparatos de MRI

Los aparatos de MRI son equipos voluminosos que requieren un espacio habilitado en un hospital o centro de diagnóstico especializado. Esto limita la posibilidad de que los pacientes que viven lejos de los centros de diagnóstico puedan acceder a este tipo de pruebas. Se requiere un desplazamiento que puede ser más o menos complicado, según la dolencia.

Es por esto que la tendencia estos últimos años suele ser la de enfocar los diseños hacia una mayor portabilidad de los escáneres. Por ejemplo, desde hace años *Siemens Healthcare* ofrece una solución de diagnóstico MRI móvil consistente en un trailer con un equipo MRI en su interior. Además de la posibilidad obvia de llevar el diagnóstico MRI a pacientes residentes en una zona sin hospitales especializados en este tipo de diagnóstico, abre toda una serie de formas de abaratar costes para los sistemas sanitarios, así como nuevos modelos de negocio.

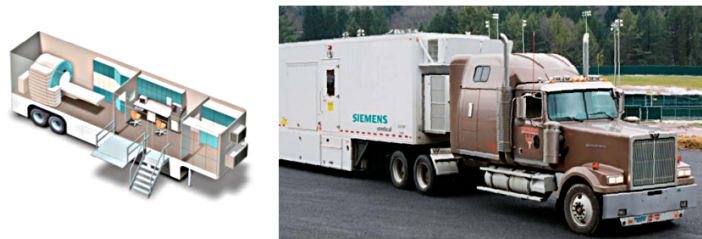


Figura 2.1: Tráiler de la solución MRI móvil MAGNETRON de Siemens.

³*Analog to Digital Converter* - Convertidor de Analógico a Digital

Puede ser más asequible para un sistema de salud público el adquirir un MRI móvil montado en un trailer que de servicio a una región con población dispersa, que el construir pequeños hospitales por la zona. O varias clínicas privadas podrían compartir uno de estos camiones para dar servicio a sus clientes. O incluso se podría crear una empresa proveedora de servicios de MRI que prestase servicio con una flota de estos trailers MRI[10].

El diagnóstico MRI puede ser útil también en un hospital de campaña. El Departamento de Defensa de los Estados Unidos de América ha detectado que, en las últimas guerras de Irak y Afganistán, de los tipos de herida que sufren sus soldados, el TCE⁴ ha aumentado proporcionalmente sobre todos los demás tipos de lesiones. Esto se achaca al hecho de que actualmente, los soldados llevan una armadura mucho más efectiva, que no han llevado en guerras anteriores[13].

Ocurre que, a no ser que haya algún signo obvio de lesión, como una herida visible en la cabeza, o un signo como pérdida de consciencia, es muy difícil detectar el TCE. Muchos hospitales de campaña están equipados con equipos de TAC⁵, pero esa tecnología utiliza rayos X y no es capaz de detectar convenientemente lesiones de este tipo. El TCE es una lesión muy común no solo cuando se recibe un golpe fuerte en la cabeza, o se introduce un objeto en el cráneo (lesiones que, en el caso de los soldados, son fuertemente mitigadas por el casco) sino también cuando se sufre una aceleración y desaceleración brusca, como ocurre en una explosión. Aunque en algunos casos se trate de una lesión físicamente pequeña, que no comporte riesgos inmediatos para la salud del paciente, puede tener efectos a largo plazo de muchos tipos, incluyendo desórdenes del comportamiento, depresión o pérdida de movilidad de un miembro, si no se actúa rápido sobre ella. Por tanto, la información aportada por el MRI, que sí es capaz de detectar estas lesiones, puede ser muy útil.

Existe, sin embargo, una gran dificultad en este escenario, que consiste en el problema de utilizar campos magnéticos potentes en pacientes heridos de bala o metralla. Al realizar una prueba convencional, se requiere que el paciente se desprenda de todos los metales ferromagnéticos que pueda llevar encima. Sin embargo, esto no es posible en el caso de un herido de bala; al estar hechos de metales ferromagnéticos, la metralla en el cuerpo del paciente causaría estragos

⁴Traumatismo craneoencefálico

⁵Tomografía Axial Computerizada



Figura 2.2: Concepto de Battlefield MRI del Los Álamos National Laboratory.

al verse atraída por la fuerza del potente campo magnético del escáner MRI. También existe el riesgo de atraer objetos metálicos cercanos, que en un hospital de campaña y en una situación de emergencia no es raro que los haya. Para lidiar con este problema, en el *Los Alamos National Laboratory* trabajan en un escáner MRI de ultra baja intensidad[13].

El problema de utilizar campos de muy baja intensidad es el ruido electromagnético. Los campos magnéticos son de una intensidad comparable a los campos del entorno, la SNR^6 se degrada y la resolución de la imagen se vuelve pésima. Por tanto, la primera medida consiste en poner un escudo que aisle al equipo del ruido electromagnético exterior. Uno de los pilares del escáner de campaña del LANL es utilizar un detector ultrasensible basado en superconductores, con el problema de que, de la misma forma que es capaz de trabajar con los campos de ultra baja intensidad del escáner, también detecta perturbaciones mínimas, como por ejemplo, la producida por un vehículo aún a cierta distancia del detector. Para evitar esto, el escudo debería estar formado por paredes me-

⁶*Signal to Noise Ratio* - Relación señal a ruido

tálicas con un grosor considerable, lo cual da al traste con las supuestas ventajas de portabilidad del aparato.

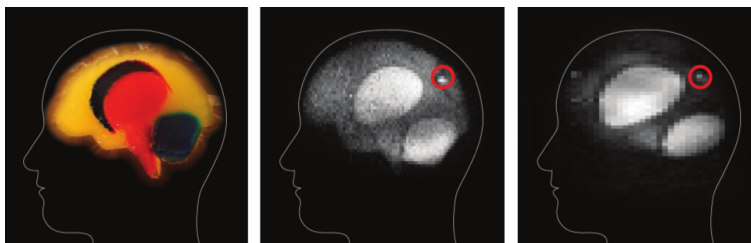


Figura 2.3: Izquierda: Modelo en gelatina del interior de un cráneo, que contiene una herida interna. Centro: Imagen obtenida con el Battlefield MRI en donde se identifica la lesión. Derecha: Imagen obtenida sin cancelación de ruido, en la que la resolución es mucho menor.

El otro pilar en que se basa la construcción de este equipo es la solución adoptada para implementar el escudo, que se basa en la cancelación dinámica del ruido. Básicamente, analizan el tipo de ruido y emiten una señal interferente que lo cancela. De esta forma, se evita el tener que utilizar un escudo metálico pesado y difícil de transportar.

De la investigación del LANL en MRI con campos magnéticos débiles se espera obtener, a parte de la posibilidad de llevar el MRI a hospitales de campaña, el beneficio de poder proveer de MRI a zonas subdesarrolladas, ya que los imanes utilizados en MRI son voluminosos, pesados, requieren de infraestructura y una habitación especial para mantener a los operadores fuera de todo riesgo, además de necesitar un suministro de líquidos criogénicos para el sistema de refrigeración. Otro beneficio de la MRI con campos de baja potencia sería la posibilidad de utilizarlo en mujeres embarazadas ya que se elimina el riesgo de dañar algún tejido del feto por calentamiento debido a la frecuencia y potencia de los campos.

Por todo esto, al diseñar un mezclador para MRI hay que tener en cuenta que sería deseable:

- Tamaño pequeño: Habrá una mejor SNR cuanto más cerca esté el receptor del cuerpo, y en esa zona no hay mucho espacio. La frecuencia de trabajo



Figura 2.4: Per Magnelind (izquierda) y Al Urbaitis posando con el Battlefield MRI. La estructura de madera sujeta el sistema de cancelación dinámico que están desarrollando para evitar que el ruido interfiera en las medidas del escáner MRI sin necesidad de una habitación recubierta de metal. Así el sistema es más barato y fácil de transportar.

(centenas de MHz) limita lo pequeño que puede ser el equipo.

- Baja potencia: Hay que obtener la mayor eficiencia posible, esto es, obtener los mejores resultados radiando con la menor potencia posible, por motivos de salud y seguridad.

2.2 De los ADC

Como se verá en el apartado 7.2, una de las estrategias para llevar a cabo el downconverting - que es el proceso para el que se utiliza el mezclador en un aparato de Resonancia Magnética - consiste en utilizar un ADC. Para la evaluación de dicha estrategia como opción para el diseño del mezclador se ha tenido en cuenta las características actuales que ofrecen los fabricantes de estos dispositivos. Véase la tabla 1 para un resumen de dichas características.

2.3 Influencia del estado del arte en el diseño

Como se ha expuesto, el estado del arte de los aparatos de MRI muestra una tendencia hacia la reducción de volumen, peso y complejidad, con el objetivo de conseguir cuanta mayor portabilidad sea posible. Esta intención de conseguir la portabilidad implica la reducción de los niveles de los campos magnéticos.

Es por ello que el mezclador deberá funcionar bien para señales de entrada pequeñas, y para no perjudicar la calidad de la imagen obtenida deberá tener un amplio rango dinámico a la entrada, un comportamiento lo más lineal posible y un diseño robusto frente al ruido.

3 Marco regulatorio

A continuación se presentan y comentan los distintos aspectos de la regulación que es de aplicación para los aparatos de MRI. Las jurisdicciones de referencia elegidas, por su gran extensión, son la correspondiente a la Unión Europea y la correspondiente a los Estados Unidos de América. Como se verá, la norma europea fija unos niveles de exposición y los modifica según distintos organismos aportan experiencia, pero deja sin definir muchos detalles. Califica a “los empresarios” (fabricantes de equipos, explotadores, etc) como responsables últimos de la seguridad de los pacientes y del personal sanitario que trabaja en las inmediaciones de aparatos de MRI, y da a éstos una serie de objetivos hacia los que deben tender, sin definirlos claramente. La norma estadounidense, mucho más rígida, surge de identificar riesgos y definir, con todo detalle, líneas de actuación y procedimientos para atajarlos.

Del análisis de éstas normas se extraerán características que debe tener el diseño pues, aunque el mezclador sólo es parte de un escáner MRI, sus características pueden ayudar a que el aparato final no solo cumpla con la normativa vigente, sino que además lo haga con margen como para adaptarse a futuras normas más restrictivas.

3.1 En la Unión Europea

La EU-OSHA (*European Agency for Safety and Health at Work* - Agencia Europea para la Seguridad y la Salud en el Trabajo) se fundó en 1994 y su sede está en Bilbao, España. Es la agencia de la Unión europea encargada de recabar información y aportar evidencias de cómo los riesgos del trabajo afectan a los trabajadores.

La información y estudios que aporta la EU-OSHA, junto con la información que aportan otros organismos y agentes del sector, como por ejemplo hizo en su día, la *Alliance for MRI* - Alianza por la MRI, se elaboran las Directivas del Parlamento Europeo que los Estados Miembros deben implementar. Sin embargo, los valores límite de exposición y los niveles de actuación son los

recomendados por el ICNIRP⁷, que es un organismo científico independiente.

3.1.1 La Directiva de 2004 y sus consecuencias. Formacion de la *Alliance for MRI*

La Directiva Europea en vigor desde Julio de 2016, que tiene aplicación sobre la seguridad de los trabajadores, es la Directiva 2013/35/UE del Parlamento Europeo y del Consejo de 26 de junio de 2013, “sobre las disposiciones mínimas de salud y seguridad relativas a la exposición de los trabajadores a los riesgos derivados de agentes físicos (campos electromagnéticos)”.

Esta Directiva deroga a la 2004/40/CE, que trataba sobre la misma temática y que restringía en exceso la permanencia de personal sanitario en las inmediaciones de los aparatos de Resonancia Magnética durante las pruebas. Aunque bienintencionada, la Directiva de 2004 implicaba unos protocolos de seguridad que, al ser aplicados, en la práctica excluían la presencia en la sala del escáner de MRI de personal sanitario, bajo cualquier circunstancia.

Sin embargo, fruto de los años de experiencia de uso de los aparatos (desde 1981) se habían identificado unas circunstancias según las cuales, la presencia de personal sanitario en la sala del escáner durante la prueba era requerida, como son la necesidad de atención especial para pacientes que sean niños o ancianos, personas con posibilidad de un ataque de ansiedad o el manejo de pacientes anestesiados o sedados.

Por este motivo, tras identificar las consecuencias que la aplicación de dicha Directiva Europea traería ya no solo al modo de trabajo del personal sanitario sino, a la calidad de la asistencia recibida por los pacientes que, presumiblemente se vería mermada en un número no despreciable de casos, se formó una alianza entre sociedades científicas y personalidades acreditadas, con el fin de conseguir una excepción de la aplicación de la Directiva de 2004[2].

Esta alianza, llamada *Alliance for MRI*, además de propugnar el rechazo de la aplicación de la Directiva en el caso de las actividades clínicas y de in-

⁷*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* - Comisión Internacional sobre Protección para radiaciones No Ionizantes

vestigación que utilicen la técnica de MRI, también se ha dedicado a concretar las medidas de seguridad que se deben cumplir en el entorno del trabajo con aparatos de RM, con objeto de crear una nueva Directiva que se adapte a los estándares de calidad atención a pacientes, y que no obstruya los trabajos de investigación.

Cumplido su objetivo, la *Alliance for MRI* cesa sus actividades.

3.1.2 La Directiva de 2013 (en vigor desde Julio de 2016)

La Directiva 2013/35/UE del Parlamento Europeo y del Consejo de 26 de junio de 2013, “sobre las disposiciones mínimas de salud y seguridad relativas a la exposición de los trabajadores a los riesgos derivados de agentes físicos (campos electromagnéticos)” corrige la situación, comentada anteriormente, que creó la Directiva de 2004, tras casi 10 años de incertidumbre en el sector.

Consideraciones que aparecen en la Directiva

Con respecto al objeto de este PFC, cabe señalar, de entre todas las que aparecen mencionadas en la Directiva de 2013, las siguientes consideraciones[9]:

(7) La presente Directiva **no aborda los posibles efectos a largo plazo** de la exposición a campos electromagnéticos, ya que actualmente no existen datos científicos comprobados que establezcan un nexo causal. No obstante, **si apareciesen dichos datos** científicos comprobados, **la Comisión debería estudiar los medios más adecuados para abordarlos** y mantener al Parlamento Europeo y al Consejo informados al respecto mediante su informe sobre la aplicación práctica de la presente Directiva. Al hacerlo, la Comisión tendrá en cuenta, además de la información adecuada que reciba de los Estados miembros, las últimas investigaciones disponibles y los conocimientos científicos nuevos derivados de los datos de este ámbito.

(13) **Los empresarios deben adaptarse al progreso técnico y**

a los conocimientos científicos relativos a los riesgos derivados de la exposición a campos electromagnéticos, a fin de mejorar la protección de la salud y la seguridad de los trabajadores.

Estas consideraciones indican la tendencia que probablemente sigan futuras Directivas. El Parlamento señala claramente que la responsabilidad de adaptarse a nuevos límites y restricciones que aparezcan corresponde a los empresarios. Esto debería tenerse en cuenta en el diseño del escáner. Cuanto más bajo sea el nivel de potencia con que trabaja un escáner, menos posibilidades hay de que una nueva Directiva con unos límites más restrictivos sobre la emisión de campos electromagnéticos afecte a su uso u obligue a rediseñarlo.

(11) Los efectos no deseados en el cuerpo humano dependen de la frecuencia del campo electromagnético o la radiación a la que el cuerpo esté expuesto. Por ello, **los sistemas de limitación a la exposición deben estar en función del nivel de exposición y de la frecuencia**, para proteger adecuadamente a los trabajadores expuestos a campos electromagnéticos.

La consideración 11 del Parlamento reconoce como factores que hay que limitar para contener el riesgo para la salud el nivel de exposición a los campos electromagnéticos y la frecuencia de los mismos. En nuestro caso, el nivel de los campos es de suma importancia, ya que es la variable que se puede controlar en el diseño que se trabaja en este PFC. Es el nivel de los campos el que tiene una relación directa con el nivel de exposición. La frecuencia no es una variable para nosotros, ya que viene impuesta por el principio de funcionamiento de la técnica MRI (véase el apartado 6.1 y siguientes).

Terminología utilizada en la Directiva de 2013

Con objeto de establecer los límites y formas de actuación, en la directiva se utilizan los siguientes términos, con sus correspondientes definiciones:

a) «**campos electromagnéticos**»: los campos eléctricos estáticos,

los campos magnéticos estáticos y los campos eléctricos, magnéticos y electromagnéticos variables en el tiempo, de frecuencias de hasta 300 GHz;

b) **«efectos biofísicos directos»:** los efectos en el cuerpo humano causados directamente por su presencia en un campo electromagnético, entre ellos:

c) **«efectos indirectos»:** efectos causados por la presencia de un objeto en un campo electromagnético que pueda entrañar un riesgo para la salud o la seguridad, como:

d) **«valores límite de exposición»:** los valores que se han establecido a partir de consideraciones biofísicas y biológicas, en particular sobre la base de efectos directos agudos y a corto plazo comprobados científicamente, por ejemplo los efectos térmicos y la estimulación eléctrica de los tejidos;

e) **«valores límite de exposición relacionados con efectos para la salud»:** aquellos valores límite de exposición por encima de los cuales los trabajadores pueden sufrir efectos adversos para la salud, como el calentamiento térmico o la estimulación del tejido nervioso y muscular;

f) **«valores límite de exposición relacionados con efectos sensoriales»:** aquellos valores límite de exposición por encima de los cuales los trabajadores pueden estar sometidos a trastornos transitorios de las percepciones sensoriales y a pequeños cambios en las funciones cerebrales;

g) **«niveles de actuación»:** los niveles operativos establecidos para simplificar la demostración del cumplimiento de los valores límite de exposición correspondientes o, en su caso, para tomar las medidas de protección o prevención correspondientes establecidas en la presente Directiva.

Directiva de 2013, capítulo II: De las obligaciones de los empresarios

En el Artículo 4, del capítulo 2, se señala como obligación de los empresarios la “Evaluación de los riesgos y determinación de la exposición”.

Cabe destacar el punto 2, del Artículo 5, titulado “Disposiciones encaminadas a evitar o reducir riesgos”. En dicho punto se enuncia que:

[...] el empresario elaborará y aplicará un plan de actuación que incluya medidas técnicas u organizativas destinadas a evitar que la exposición supere los valores límite de exposición [...]

En particular, de la lista de medidas propuestas que ha de tomar un empresario, es de interés para el objeto del presente PFC la del apartado **b**:

b) la elección de equipos que generen campos electromagnéticos menos intensos, teniendo en cuenta el trabajo al que se destinan;

3.2 En los Estados Unidos de América

Según la FDA⁸, que es el organismo estadounidense responsable de la regulación, entre otros, de lo referente a los aparatos médicos - como son los aparatos de escáner de MRI - en los Estados Unidos se realizan aproximadamente 5 millones de diagnósticos con MRI al año.

Desde 2008, los registros de la FDA indican que el uso de la técnica MRI ha aumentado; desgraciadamente, también han aumentado los incidentes adversos derivados de los riesgos que conlleva esta técnica, que implica el uso de campos magnéticos de gran intensidad.

⁸*Food and Drug Administration* - Administración de Alimentos y Medicamentos

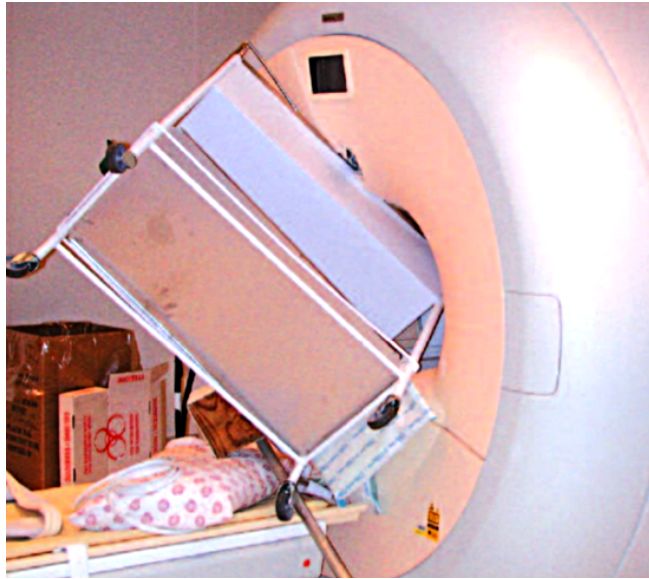


Figura 3.1: Carrito ferromagnético para transporte de material sanitario atraído por el imán del escáner de Resonancia Magnética

La FDA clasifica los riesgos a los que están expuestos el personal sanitario y los pacientes que se encuentran dentro de una sala de MRI como sigue[11]:

- Fuerzas translacionales: efecto misil: Este efecto involucra al campo magnetostático generado por el imán del escáner (véase el apartado 6.1) y a los objetos compuestos de materiales ferromagnéticos que se encuentren en sus inmediaciones. Entre dichos objetos potencialmente peligrosos se incluyen tanto los habituales en el entorno hospitalario, como pueden ser sillas de ruedas, herramientas, archivadores, equipo eléctrico, aparatos de comunicaciones (teléfonos, buscadores), equipo médico - pulsioxímetros, electrocardiógrafos, bombas intravenosas...), como los objetos que portan los pacientes y acompañantes (bolígrafos, clips, alfileres). Un alfiler para el pelo que se encuentre en la frontera de 5-10 gauss puede desplazarse hacia el centro del escáner a una velocidad de 65 km/h.
- Pares de fuerza: Este caso, como el anterior, también involucra el campo generado por el imán y objetos ferromagnéticos. Sin embargo, en este caso los objetos se están fijados, pero experimentan un par de fuerza que les

hace tender a alinearse con la línea de campo longitudinal que genera el imán. Los pacientes pueden tener algún tipo de implante o prótesis que se vea afectada por este efecto.

- Campos magnéticos inducidos: Al moverse un objeto perpendicular a las líneas de campo magnético se induce una corriente en dicho objeto (Ley de inducción electromagnética). Adicionalmente, esa corriente inducida crea un campo magnético inducido opuesto al campo generador. Esto puede crear fuerzas en implantes hechos de material conductor, aunque sean no ferromagnéticos. Por tanto, se ha de tener en cuenta el movimiento de estos objetos en el interior del escáner. Por otra parte, las corrientes inducidas pueden interferir en implantes electromecánicos y electrónicos, como marcapasos y desfibriladores, que están contraindicados bajo cualquier circunstancia.
- Calentamiento: Por efecto de las corrientes inducidas anteriormente comentadas, cualquier material conductor, aunque sea no ferromagnético, puede calentarse. Un ejemplo de material conductor no ferromagnético es el propio cuerpo humano. Pequeños campos de radiofrecuencia inducirán corrientes que provocarán un calentamiento absorbido por el cuerpo, siendo éste calentamiento más prominente en la periferia que en el interior. Este efecto varía con la posición del cuerpo con respecto del escáner y con el tipo de pulso RF utilizado en cada fase de la prueba.
- *Quenching*: Los imanes que generan el fuerte campo estático de los aparatos de MRI son del tipo que se conoce como “imanes superconductores”, por consistir en un electroimán cuya bobina está formada por material semiconductor. Para que el material adquiera la propiedad de superconductividad, tiene que encontrarse en un ambiente de temperaturas criogénicas, lo que supone a su vez la necesidad de un sistema criogénico. Estos sistemas se componen de tanques y circuitos que albergan del orden de 1000 litros de helio líquido. Cuando el campo magnético es demasiado intenso o empieza a variar a determinada frecuencia, se pueden inducir corrientes que calienten el bobinado, sacándolo de su estado superconductor y pasando a un estado resistivo - lo que se conoce como *quenching* -, lo que hará que se caliente más. Esto puede causar la liberación del helio a la sala. Debido a la baja temperatura del helio, el oxígeno de la sala se concentrará alrededor de la zona de fuga, aumentando enormemente el

riesgo de incendio. Por tanto, las fuentes de ignición cerca de la máquina deben ser mínimas. Otro riesgo, tanto para el paciente como para el personal, es el de asfixia al llenarse la sala de fluidos criogénicos. La normativa prevé entrenamiento específico para este tipo de emergencias, e incluye la prohibición de acceso a cuerpos de bomberos convencionales hasta que los riesgos de la situación dejen de ser los derivados del fallo del equipo MRI.



Figura 3.2: Escáner MRI tras incendio[1]

- Otros riesgos: derivados del malestar que puede crear en el paciente el ambiente cerrado, los ruidos, destellos de luz...

La normativa de la FDA se genera pensando en evitar estos riesgos. Al contrario de lo que ocurre con la normativa europea, la FDA, en colaboración con organismos expertos, sí llega a definir en detalle requisitos de diseño y acciones a tomar para minimizar los riesgos. Por ejemplo, se definen las zonas que deben tener las áreas de diagnóstico por MRI, así como su propósito:

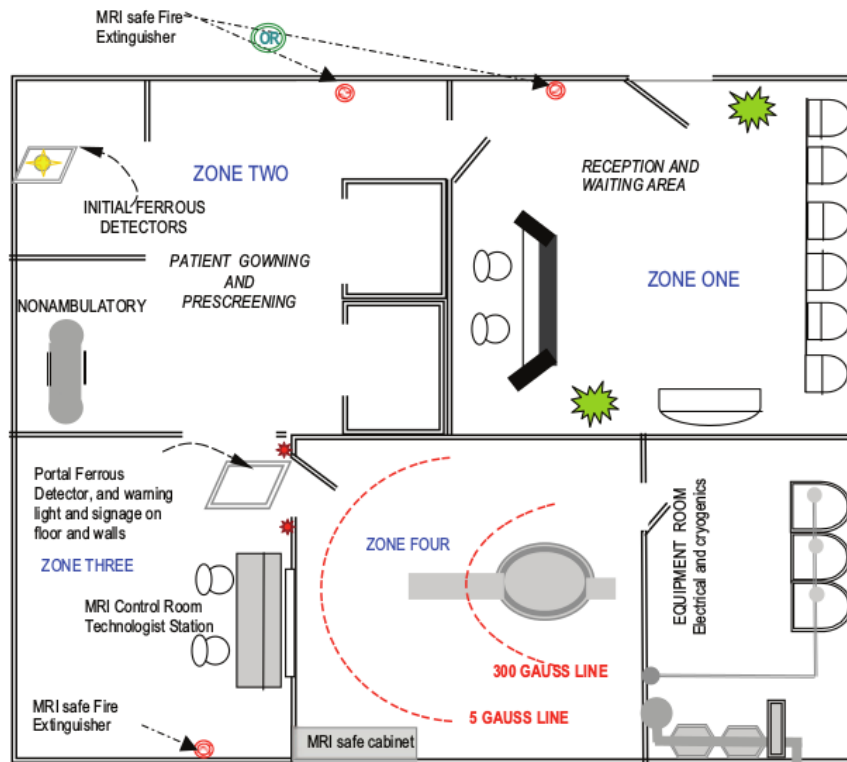


Figura 3.3: Diseño general de las habitaciones, con zonas de recepción, prediagnóstico, sala de control y habitación del escáner, con su sala de equipo asociada.

Los procedimientos están definidos para cada zona. También el entrenamiento que recibe el personal que trabaja en cada zona. Por ejemplo, en la zona de recepción (Zona I) se notifica a los pacientes que no deben llevar al escáner, bajo ningún concepto, objetos metálicos. Sin embargo, un paciente que siga llevando objetos metálicos, volverá a ser advertido de que debe abandonarlos en la Zona II; esto es así, porque habrá pasado por un detector de metales. Tras este proceso, en la Zona III, el paciente procederá a deshacerse de sus ropas y a vestirse con el atuendo para la prueba, facilitado por el personal. Se le someterá a un prediagnóstico para comprobar justo antes de la prueba, que se encuentra en condiciones de someterse a ella. Después el paciente pasará nuevamente por un detector en la Zona III y ya finalmente al escáner en la Zona IV. La posibilidad de que el paciente pase a la sala del escáner con un objeto ferroso es ínfima.

3.3 Influencia de la normativa en el diseño

Si bien el mezclador es solo una componente del receptor del escáner de Resonancia Magnética, del análisis de la normativa estadounidense y la de la unión europea, se extrae que el diseño del mezclador ha de admitir señales de bajo nivel. También sería deseable tener cierto margen dinámico a la entrada. Tanto en la norma europea, tan restrictiva en 2004 que hubo de relajarse en 2013, como la estadounidense basada en la minimización de riesgos, es el nivel del campo magnético el gran protagonista. Es cierto que el más importante es el campo estático generado por el imán, pero también tienen cierta relevancia los generados por las bobinas de los electroimanes que generan los pulsos de radiofrecuencia. Por tanto, es de prever que las normas evolucionen hacia el requerimiento de campos más débiles, para lo cual, el rango dinámico a la entrada es la característica a tener en cuenta.

4 Objetivos y motivación

Este Proyecto de Fin de Carrera tiene, tal y como su título indica, el objetivo de diseñar un mezclador analógico en tecnología CMOS de baja tensión de alimentación.

Dicho mezclador formaría parte de un sistema de Imagen por Resonancia Magnética o MRI por sus siglas en inglés. Se ha mostrado en la introducción la tendencia actual hacia fabricar escáneres de MRI que sean cada vez más fáciles de transportar, lo que impone requisitos de peso, volumen y potencia reducidos.

Por tanto, voy a estudiar el diseño de un mezclador de baja tensión de alimentación y con unas prestaciones que se adapten a la aplicación, procurando que el diseño final sea tal, que se pueda incluir en un sistema MRI sin coartar la posibilidad de avanzar a favor de la tendencia actual.

Específicamente los objetivos del proyecto son:

- Diseñar un mezclador que pueda actuar como *frontend* de un aparato de Imagen por Resonancia Magnética.
- El diseño consiste en establecer un circuito y los parámetros que definen sus componentes. No hay que llegar a diseñar el layout físico.
- Caracterizar el mezclador mediante simulaciones.

Y los requisitos son:

- El mezclador debe estar basado en tecnología CMOS.
- La tensión de alimentación será 1V.
- La la señal RF de entrada está en la banda de 140 MHz
- El ancho de banda de dicha señal es 1 MHz, que debe ser el ancho de banda de la señal a la salida.
- Se debe utilizar una herramienta CAD spice.

5 Plan de trabajo

El plan de trabajo para el desarrollo de este PFC es el siguiente:

- Toma de requisitos, que incluye una reunión inicial con el tutor.
- Repaso teórico de fundamentos de mezcladores. Se parte de cierta base, pues los mezcladores fueron el tema de la asignatura “Estudio Tecnológico”.
- Experimentos iniciales con distintas arquitecturas.
- Reunión con el tutor para orientación sobre un conjunto reducido de arquitecturas sobre las que establecer el foco.
- Estudio teórico de las arquitecturas candidatas, utilizando la bibliografía básica, consistente en el libro [3].
- Simulaciones preliminares de las arquitecturas candidatas.
- Búsqueda de criterios para hallar la arquitectura más adecuada.
- Análisis de los resultados obtenidos.
- Reunión con el tutor para análisis conjunto y comentar los avances.
- Profundización en el estudio de la arquitectura seleccionada como la más adecuada, utilizando bibliografía específica.
- Simulaciones más detalladas. Los bloques para los que se había supuesto con comportamiento ideal son sustituidos por otros equivalentes que modelen un comportamiento más real.
- Análisis de los resultados obtenidos.
- Reunión con el tutor para análisis conjunto y comentar los avances.
- Inicio de la redacción de la memoria.
- Reunión con el tutor para orientación sobre la redacción de la memoria.
- Conclusión de la redacción de la memoria.
- Inicio de la composición de la presentación para la defensa del proyecto.

- Reunión con el tutor para orientación sobre la presentación.
- Conclusión de la composición de la presentación para la defensa del proyecto.
- Presentación y defensa del proyecto.

6 *Downconverting*: El papel del mezclador en los aparatos de Imagen por Resonancia Magnética (MRI)

El mezclador es una pieza clave del receptor a la hora de hacer un *downconverting* de la señal RF reemitida por los núcleos atómicos del al reorientarse tras un pulso emitido por el aparato de MRI. Como se explica en la subsección 6.1, la señal RF recibida contiene la información en torno a la frecuencia de Larmor de los núcleos atómicos (del orden de decenas de megahertzios), por lo que para obtener una imagen de RM el primer paso será llevar esa información a una banda en la que pueda ser digitalizada para su posterior procesado.

Tras el *downconverting*, la información quedará en banda base, o en una frecuencia intermedia, dependiendo de la implementación concreta elegida. En cualquier caso será una frecuencia conveniente para que un ADC pueda muestrearla. De este modo, tras su digitalización, la información será susceptible de ser almacenada y procesada.

6.1 La Imagen por Resonancia Magnética

En este apartado se explican las bases del funcionamiento de la Imagen por Resonancia Magnética (MRI por sus siglas en inglés). La MRI es una técnica de diagnóstico no invasiva que permite la obtención de imágenes anatómicas de procesos fisiológicos. Se basa en explotar el fenómeno físico conocido como resonancia magnética nuclear (NMR, *Nuclear Magnetic Resonance*).

Este fenómeno consiste en la absorción y posterior reemisión de energía por parte de los núcleos atómicos que, en el caso que nos ocupa, serán los que forman los tejidos del cuerpo humano del paciente bajo diagnóstico.

6.1.1 Comportamiento de un dipolo magnético en el seno de un campo magnético

Comencemos estudiando el comportamiento de un dipolo magnético (pequeño imán) en presencia de un campo magnético. El momento magnético es una magnitud vectorial que permite calcular el par de fuerzas que sufriría el dipolo magnético que lo induce si se le sumiera en un campo magnético estático (ecuación 1).

Idealmente, un dipolo magnético aislado, libre y que no se halle en presencia de un campo magnético, puede tener, en principio, cualquier orientación de forma estable. Sin embargo, en presencia de un campo magnético y debido al momento magnético que posee el núcleo, éste se orientará según la ecuación 1

$$\vec{\tau} = \vec{\mu} \times \vec{B} \quad (1)$$

en donde:

- \vec{B} es el vector de intensidad de campo magnético.
- $\vec{\mu}$ es el momento magnético inducido por el dipolo.
- $\vec{\tau}$ es el momento de fuerza que sufre el dipolo.

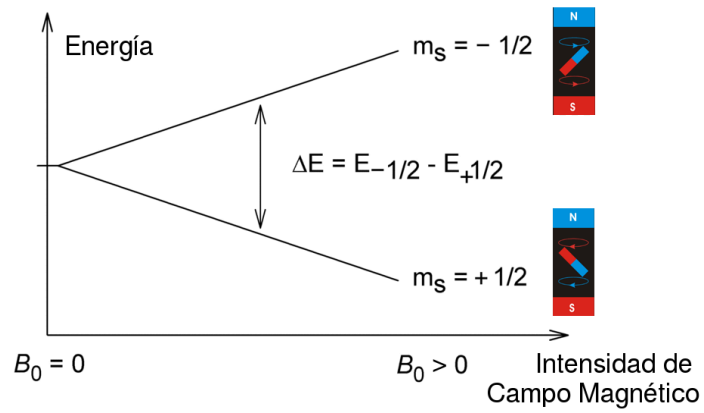


Figura 6.1: Estados de energía de un núcleo atómico en el seno de un campo magnético.

Como se muestra en la ecuación 1, en presencia de un campo magnético \vec{B} el dipolo tenderá a cambiar de orientación hasta que desaparezca el par de fuerzas, esto es, hasta que el producto vectorial se anule, cosa que ocurre cuando el vector de intensidad de campo magnético y el momento magnético se alinean.

Esta alineación puede ser a favor, o en contra, originándose dos posibles estados de energía (figura 6.1): a favor del campo, reforzándolo (estado de baja energía) o en contra del campo, debilitándolo (estado de alta energía).

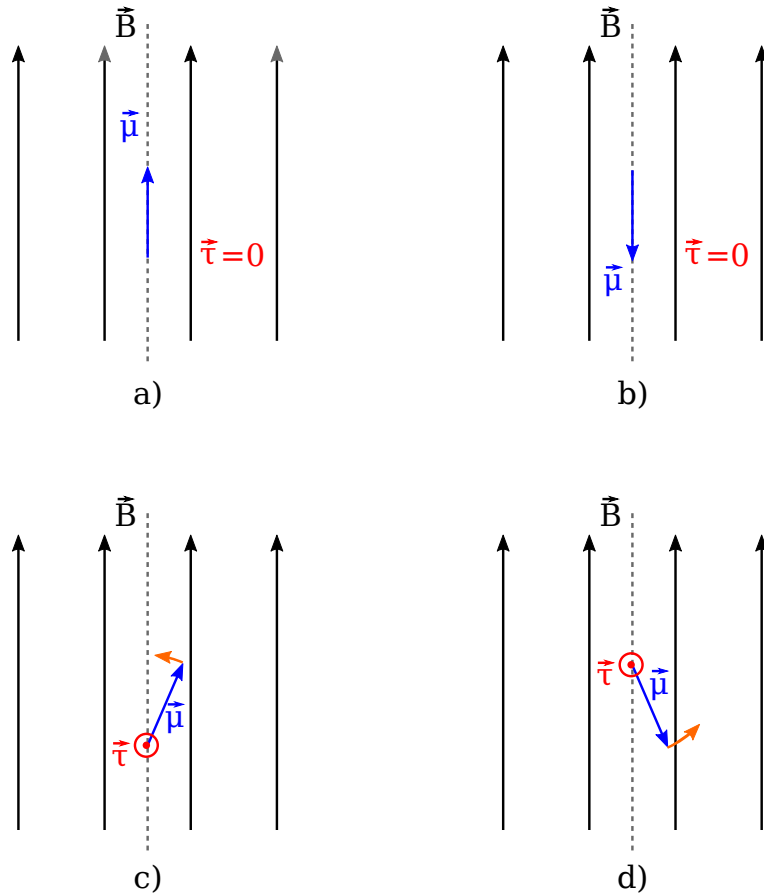


Figura 6.2: Equilibrios estable e inestable (estados de energía) de un dipolo en el seno de un campo magnético uniforme. a) Equilibrio estable (baja energía). No hay momento de fuerza que tienda a reorientar el dipolo. b) Equilibrio inestable (alta energía). Al no haber momento de fuerza el dipolo tampoco tiende a cambiar su orientación. c) Una perturbación en la orientación del dipolo en equilibrio estable crea un momento de fuerza que tiende a reorientarlo de forma que recupere el equilibrio. d) Una perturbación en la orientación del dipolo en equilibrio inestable crea un momento de fuerza que hace que el dipolo tienda a orientarse hacia el equilibrio estable (estado de baja energía).

6.1.2 El fenómeno de resonancia magnética

Los núcleos atómicos están formados por protones y neutrones. Estas partículas, debido a su comportamiento, inducen un momento magnético del núcleo ató-

mico, esto es, podemos pensar en los núcleos atómicos como si fueran pequeños imanes (dipolos magnéticos). Sin embargo, hay que tener en cuenta que estas partículas están rotando sobre sí mismas (*spin*). Por tanto, la forma de alinearse con el campo no será estática, sino que se alinearán con un movimiento de precesión, de forma análoga a como se orienta una peonza en rotación con el campo gravitatorio terrestre (figura 6.3).

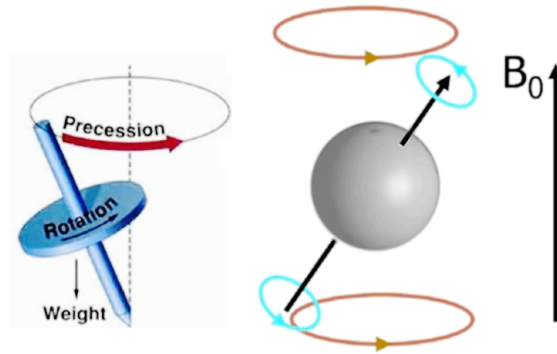


Figura 6.3: La precesión de un núcleo atómico en presencia de un campo magnético es análoga a la de una peonza rotando en un campo gravitatorio.

La frecuencia de la precesión de los nucleos es la *frecuencia de precesión de Larmor*, y es proporcional al campo magnético que rodea a los núcleos. La frecuencia de precesión de Larmor aplica a cualquier objeto con momento magnético inmerso en un campo magnético externo. Se calcula mediante la siguiente ecuación

$$f = \gamma B_o \quad (2)$$

en donde:

- f es la mencionada frecuencia de precesión
- B_o es la intensidad del campo magnético externo
- γ es el radio giromagnético

El *radio giromagnético* es una constante que depende, en este caso, del núcleo atómico que se quiera excitar. Dado que el agua está presente en la mayoría de los tejidos del cuerpo humano, y dado que una molécula de agua contiene 2 átomos de hidrógeno, cuyo núcleo es esencialmente un protón, los aparatos de Imagen por Resonancia Magnética se centran en excitar núcleos de hidrógeno. El radio giromagnético del núcleo de hidrógeno es aproximadamente $42.6 \frac{MHz}{T}$.

Esto significa que, un núcleo de hidrógeno (un protón) inmerso en un campo de 1 tesla de intensidad, oscilará con una precesión de frecuencia 42.6 MHz. Y es aquí donde entra en juego el fenómeno de la *Resonancia Magnética* (figura 6.4).

Si excitamos, los núcleos atómicos con un pulso de radiofrecuencia que tenga una frecuencia igual a su frecuencia de precesión de Larmor, aquellos que se encuentren en el estado de baja energía absorberán (parte de) la energía del pulso, cambiando de orientación y pasando al estado de alta energía. Al desaparecer el pulso, se orientarán de nuevo hacia el estado de baja energía, reemitiendo la energía absorbida, en un eco de radiofrecuencia, que tendrá la misma frecuencia con la que se excitaron.

La potencia de la señal reemitida (y detectada posteriormente) es creciente con la densidad de protones en el tejido iluminado y por tanto, permite identificar, de forma indirecta, distintas sustancias del cuerpo.

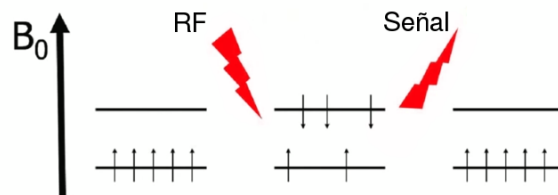


Figura 6.4: Esquema básico del mecanismo de resonancia magnética.

6.1.3 Aplicación del fenómeno de resonancia magnética a la Imagen por Resonancia Magnética

El resultado de la ecuación 2 es de extrema importancia en la técnica de Imagen por Resonancia Magnética. Nos dice que si tenemos varios valores de intensidad de campo magnético, tendremos una frecuencia de resonancia para cada uno de los valores.

Por tanto, si generamos un campo en gradiente longitudinal, para cada punto del gradiente los núcleos atómicos resonarán a una frecuencia determinada. Puesto que conocemos el valor del campo a lo largo del gradiente, *podemos asociar a cada frecuencia una posición*.

Conviene explicar aquí que la MRI es una técnica basada en la tomografía. Esto significa que el escáner es un aparato que trabaja con secciones de imágenes, que luego se integran para dar una vista del volumen interior de un objeto.

Se toma como eje Z (longitudinal) el eje sobre el que está tendido el paciente (ver figura 6.5). El escáner tiene un gran imán permanente, que genera el campo magnético principal, con una componente muy fuerte (1.5 a 3 T) en el eje Z. Este campo se modifica de forma muy precisa con electroimanes, para generar el gradiente que permite conocer la posición Z de cada imagen.

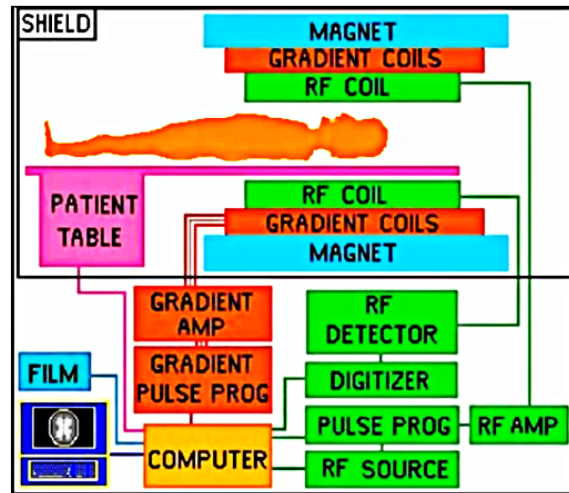


Figura 6.5: Diagrama de un escáner de Imagen por Resonancia Magnética.

7 Fundamentos de mezcladores y *downconverting*

Un mezclador es un dispositivo utilizado para desplazar una señal de una frecuencia a otra. En recepción se utiliza para desplazar la señal recibida a una frecuencia en la que su procesamiento sea posible. En transmisión se utiliza para desplazar la señal que se quiere transmitir, de su frecuencia original a una frecuencia que permita su propagación por el medio.

Si la frecuencia de salida es superior, el proceso se denomina *upconverting*. Por el contrario, si la frecuencia de salida es inferior, el proceso se denomina *downconverting*.

Los mezcladores tienen 2 entradas y una salida. Las entradas son RF (señal de radiofrecuencia) y LO (*local oscillator*, señal de oscilador local). La salida se suele denominar IF (*intermediate frequency*, frecuencia intermedia).

Estos dispositivos se concibieron como conversores de frecuencia para el receptor superheterodino y éste sigue siendo su uso principal, por lo que no es de extrañar que los nombres de los puertos reflejen éste uso[14].

Desde el punto de vista de la teoría de sistemas, para conseguir un sistema que presente a su salida frecuencias que no estaban en sus entradas, tenemos dos opciones[5]:

- Que el sistema sea no lineal
- Que el sistema sea variante con el tiempo

Este punto de vista permite una primera clasificación de los mezcladores. En base a dicha clasificación, se muestra a continuación el funcionamiento de cada uno de los tipos de mezcladores.

7.1 Tipos de mezcladores

7.1.1 Mezcladores basados en dispositivos no lineales

Las no-linealidades provocan que en la salida aparezcan frecuencias que no estaban presentes en ninguna de las entradas, y es éste el principio que se usa para conseguir el desplazamiento en frecuencia. Por ejemplo, se puede usar un multiplicador como dispositivo no lineal. De hecho, a menudo se usa el mismo símbolo para representar un mezclador y un multiplicador porque en realidad son equivalentes.

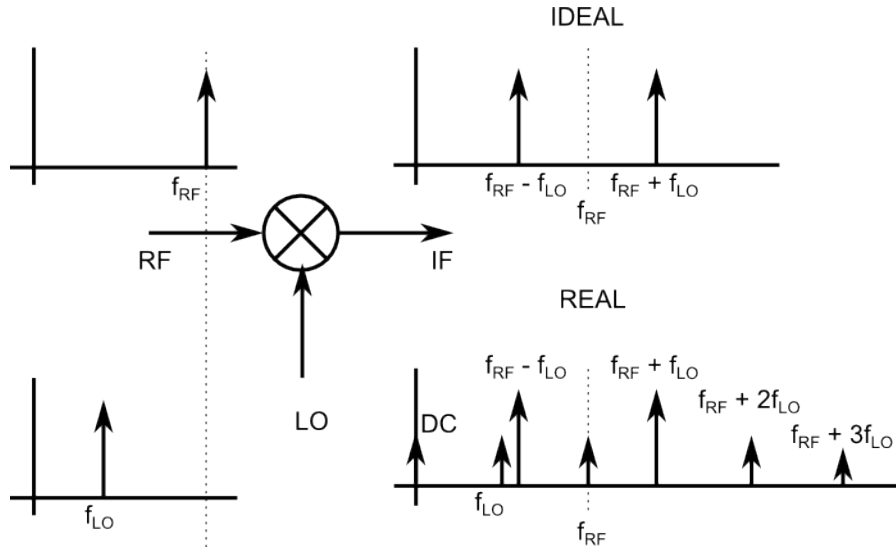


Figura 7.1: Concepto de multiplicador como mezclador. Comparativa entre dispositivo ideal y real.

Matemáticamente, si multiplicamos dos tonos a f_{RF} y f_{LO} se tiene:

$$\cos \omega_{RF} t \cos \omega t = \frac{1}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO}) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO}) t$$

Esto es, a la salida tenemos una componente en $f_{RF} - f_{LO}$ (*downconvert*) y otra en $f_{RF} + f_{LO}$ (*upconvert*) y podemos elegir cualquiera de ellas como

frecuencia intermedia f_{IF} (nótese como esta frecuencia intermedia puede ser 0 si $f_{LO} = f_{RF}$. El valor de f_{IF} dependerá de la aplicación).

Sin embargo, en el caso real se tienen componentes adicionales o espurios:

- Suelen aparecer armónicos en $f_{RF} \pm n f_{LO}$ por ejemplo, por que se recorten las señales si el rango dinámico en los puertos del dispositivo no es suficiente (el recorte es una no-linealidad no deseada que introduce frecuencias nuevas. Es el mismo principio, solo que no deseado).
- Debido a problemas de aislamiento entre entradas y salida, parte de las señales RF y LO pueden aparecer a la salida como espurios en f_{RF} y f_{LO} .
- Debido a problemas de aislamiento entre entradas, parte de la señal de RF puede entrar por el puerto LO, y parte de LO por RF, produciéndose un efecto llamado *self-mixing*.

7.1.2 Mezcladores basados en conmutación

En lugar de multiplicar por un tono generado por un oscilador local a f_{LO} , estos mezcladores se basan en multiplicar por una onda cuadrada.

Pero esta multiplicación no se implementa con un multiplicador, sino conmutando la salida; por ejemplo, si queremos multiplicar la señal RF por una onda cuadrada entre 1 y 0, es equivalente y más sencillo conmutar a la salida entre la señal RF y 0:

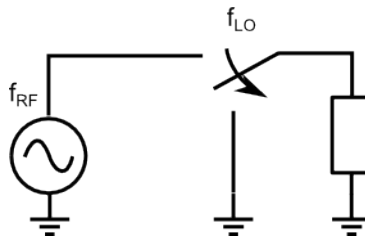


Figura 7.2: Mezclador simple basado en conmutación

Al utilizar una señal cuadrada, en frecuencia se tiene, además de las compo-

nentes suma y diferencia, términos en $f_{RF} \pm n f_{LO}$, con $n = 3, 5, 7 \dots$ (armónicos impares) que deben ser filtrados.

7.1.3 Mezcladores basados en submuestreo (*subsampling*)

El funcionamiento de este tipo de mezcladores se basa en el hecho de que muestrear una señal equivale a multiplicarla con un tren de deltas de Dirac; esto, en dominio frecuencial, equivale a convolucionar con un tren de deltas. Si llamamos a la frecuencia de muestreo f_{LO} , al muestrear se consiguen réplicas del espectro de la señal RF en $f_{RF} \pm n f_{LO}$:

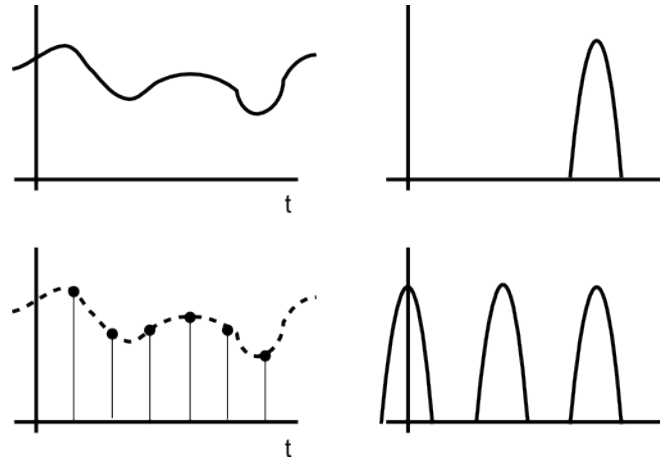


Figura 7.3: Réplicas del espectro al muestrear una señal.

Por medio de un filtro, se puede obtener una réplica del espectro trasladada a una frecuencia más baja (o más alta).

La ventaja que aporta esta estrategia de conversión es una gran linealidad, a cambio de una peor SNR y de un requisito más ajustado del *jitter* del reloj de muestreo[5].

7.2 *Downconverting*

A continuación se muestran distintas estrategias para llevar a cabo el proceso de *downconverting* (que, recordemos, consiste en trasladar la información que se encuentra en torno a cierta frecuencia “alta”, a una más baja).

7.2.1 *Downconverting con mezclador*

Este diseño típico de receptor consiste en llevar a banda base (o mejor, a una frecuencia intermedia) la información multiplicando por $\sin(\omega t)$ y por $\cos(\omega t)$ con ω igual a la pulsación de la señal RF recibida. La desventaja es que consta de dos caminos para los cuales habrá que garantizar una igual ganancia y un desfase de 90 grados si se quiere asegurar un funcionamiento correcto. Esto implica que los bloques de cada rama, han de comportarse de la forma más parecida posible. En caso de que la ganancia de cada una de las ramas no sea igual o que el desfase no sea exactamente de 90 grados, se tendrán artefactos en la imagen final[4, p. 373] . Prescindir de una de las ramas implica despreciar información de la señal RF, lo que en la aplicación que nos ocupa no es asumible.

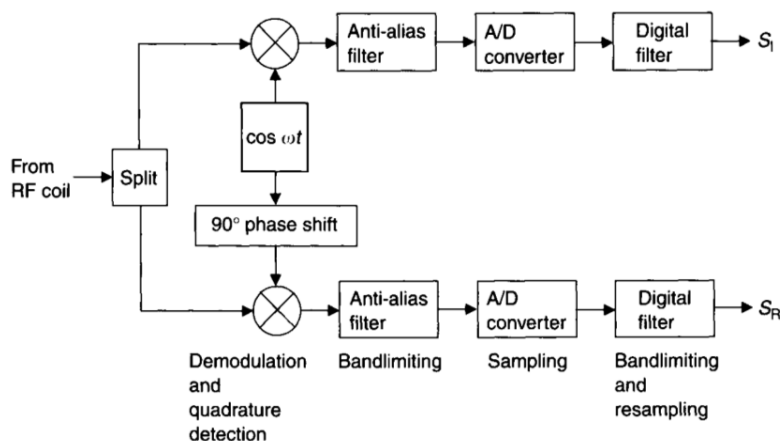


Figura 7.4: Diagrama de bloques típico de un *downconverter* de la señal RF. Cada rama necesita un mezclador.

Referencia	Resolución	Frecuencia de muestreo	Canales	Potencia disipada	Precio (para 1000 uds)
AD9684	14 bits	500 MS/s	2	2.2 W	272 USD
AD9434-370	12 bits	370 MS/s	1	690 mW	85 USD
AD9652	16 bits	310 MS/s	2	2.1 W	231 USD
AD7606	16 bits	200 KS/s	8	100 mW	15 USD
AD7926	12 bits	200 KS/s	8	7.5 mW	3 USD

Tabla 1: Distintos ADCs ofrecidos por Analog Devices en Enero de 2016

7.2.2 *Downconverting* sin mezclador: muestreo directo

Otra posibilidad podría ser muestrear la señal RF completa y procesarla por software más adelante. En este caso, no se necesitaría mezclador “físico”, sino que podría implementarse el proceso de *downconverting* en software. Sin embargo, un diseño que muestree la señal directamente no es aconsejable. Recordemos que dicha señal RF recibida tiene un ancho de banda del orden de 100 kHz, y está centrada en torno a 65 MHz o en torno a 130 MHz para escáneres de 1.5 T y de 3 T respectivamente (el valor de la frecuencia central es la frecuencia de Larmor y depende en última instancia de la intensidad del imán del escáner, véase la ecuación 2).

Por tanto, en principio, se puede hacer un diseño que utilice ADCs de 12 a 16 bits de resolución y con una frecuencia de muestreo de unas 300 MS/s, tal y como se da a entender en [12]. Esto hasta hace relativamente poco no era económicamente viable. Ahora, el coste de un ADC es más asequible, pero aún así siguen siendo chips muy caros. En la siguiente tabla se comparan ADCs de alta velocidad (MS/s) con ADCs “estándar” del catálogo del fabricante Analog Devices:

Podemos ver cómo aumentar la tasa de muestreo hace que aumente el coste de un dispositivo y su potencia disipada. Véase por ejemplo, la comparación entre el ADC “estándar” AD7926 y el AD9434-370, ambos de 12 bits de resolución. Con un chip AD7926 disponemos de 8 canales de muestreo de 200 KS/s disipando 7.5 mW. Para conseguir esos 8 canales de muestreo con el AD9434-370 el coste aumenta 2 órdenes de magnitud y la potencia casi 3 órdenes de magnitud con respecto a una arquitectura basada en un *downconverting* previo

hecho con un mezclador. El poder prescindir del mezclador tiene un coste que muy probablemente no compense.⁹

La necesidad de múltiples canales de muestreo viene dada por lo siguiente: como la cantidad de datos que hay que obtener es grande, un aparato de MRI práctico consta de varias celdas emisor-receptor (en torno a una cincuentena y con tendencia a aumentar[15]) lo que permite obtener datos en paralelo y aprovechar al máximo la capacidad de procesamiento.

El gran número de celdas utilizado ya impone cierto límite a su tamaño, pero existen otros motivos por los que deberían ocupar poco espacio; para mejorar la SNR deben estar lo más cerca posible del tejido. Además, así es posible radiar menos energía y se relajan los requisitos de potencia.

Una alimentación de menor potencia acaba redundando en un tamaño menor del equipo MRI, lo que también es deseable, sobre todo con vistas a situaciones que requieran portabilidad (unidades de diagnóstico móvil, hospitales de campaña...).

7.2.3 Frecuencia intermedia vs. banda base

Nótese cómo, tras el proceso de *downconverting* en sí, o implícito en el, aparece un ADC que posibilita el posterior procesamiento digital de los datos.

Hasta ahora se ha considerado la translación de la información desde la banda en que se encuentra a la banda base, bien por conversión directa, bien

⁹Aunque quizá se pueda argumentar que el coste de estos ADC de altas prestaciones se diluye dentro del elevado precio de un sistema escáner MRI completo, la potencia disipada elevada y la menor integración imponen límites de volumen y espacio y pueden encarecer el sistema de forma indirecta, por ejemplo, requiriendo una estructura de soporte más voluminosa o con unos requisitos de refrigeración más estrictos. Por tanto, puede ocurrir que de forma indirecta se esté aumentando sensiblemente el coste total del equipo.

¿Es esto un problema? A los ingenieros se nos suele educar de forma que ansiamos encontrar la solución más eficiente. Sin embargo, en el “mundo real” la solución más eficiente no tiene por qué ser la más apropiada. Por ejemplo, ¿cuál es el mercado de equipos MRI? ¿quién compra equipos MRI? Son equipos muy caros, vendidos a instituciones/empresas grandes en donde se dan situaciones poco habituales en los cursos ingeniería, como por ejemplo, que un gasto anual menor implique una asignación presupuestaria o una subvención menor el año próximo; a lo mejor el cliente quiere gastar más. Pero estas consideraciones escapan del ámbito de este Proyecto de Fin de Carrera. En mi caso, me limitaré a intentar utilizar la herramienta adecuada en cada situación.

por muestreo. Sin embargo, existen problemas añadidos por el hecho de trabajar en banda base son, el ruido flicker y *offsets* de continua que introducen errores, particularmente importantes en los ADC. Además, estos *offset* varían con la temperatura. Existen técnicas para paliar los artefactos en la imagen final debida a estos efectos de continua, pero complican el diseño y no los eliminan del todo [4, p. 374].

En lugar de convertir a banda base, podemos convertir a una frecuencia intermedia que permita el muestreo de la señal por parte del ADC (como se ha visto, es el factor que más encarece el ADC. Si conseguimos trabajar a una frecuencia de muestreo menos exigente, el ADC será más asequible y con mejores prestaciones). De esta forma, todos los efectos perjudiciales de continua desaparecen.

7.3 Análisis de los tipos de mezclador y elección para estudio

Tras listar los mezcladores y las estrategias de *downconverting*, parece que un mezclador basado en no-linealidad, expuesto en el apartado 7.1.1, se adapta bien a un esquema típico con mezclador de la figura 7.4.

El mezclador basado en conmutación del apartado 7.1.2 es en esencia la etapa de entrada de un ADC. Similarmente, un mezclador basado en *subsampling* (apartado 7.1.3) utilizará un ADC como bloque esencial. Por tanto, estos tipos de mezcladores se adaptarán mejor al esquema de muestreo directo del apartado 7.2.2.

Por los motivos comentados en dicho apartado 7.2.2, y por la mayor versatilidad que ofrece (se desconoce la arquitectura concreta del *downconverter* en donde se utilizará el mezclador que se diseña en este PFC), se toma como punto de partida para el diseño el tipo de mezclador el basado en no-linealidad.

8 La tecnología CMOS

El acrónimo CMOS significa *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* - Metal-Óxido-Semiconductor Complementario -. Quizá se encuentre entre los peores acrónimos, tanto por mala elección como por mal uso del mismo. Supuestamente hace referencia a la tecnología que usa transistores MOSFET (de ahí la parte “MOS”) de canal P y canal N que trabajan de forma complementaria (de ahí la parte C).

MOSFET es el acrónimo de *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* - Transistor de efecto de campo Metal-Óxido-Semiconductor -. El “óxido” es el que forma la puerta del transistor. Sin embargo, hace muchos años que la puerta de los MOSFET no es de óxido sino de silicio policristalino.

Para crear aún más equívoco, se llama CMOS tanto a la tecnología consistente en usar transistores tipo P y N complementarios, como al proceso de fabricación de los mismos [3, p. 3]. Por tanto, el hecho de que el diseño de este PFC incluya transistores que no trabajan de forma complementaria no lo descalifica, según el uso habitual de la palabra, de ser tecnología CMOS.

8.1 Proceso de fabricación CMOS

El proceso de fabricación de un circuito CMOS es un proceso basado en capas. Simplificando enormemente la descripción, pues no es el objeto de este PFC, el proceso para fabricar un MOSFET consiste básicamente en tomar una placa de silicio tipo P (con tendencia a donar electrones), dopar dos regiones para tener el silicio tipo N que forma la fuente y el drenador, depositar el óxido para la puerta y añadir las metalizaciones para los contactos.

Una de las razones del éxito de la tecnología MOSFET es la facilidad con la que se puede fabricar un dispositivo sobre la superficie de un semiconductor con respecto a otras tecnologías, como por ejemplo, BJT (véase la figura 8.1) . Sin embargo, para los BJT se necesita crear 3 capas a distintas profundidades en el silicio, lo cual complica el proceso de fabricación.

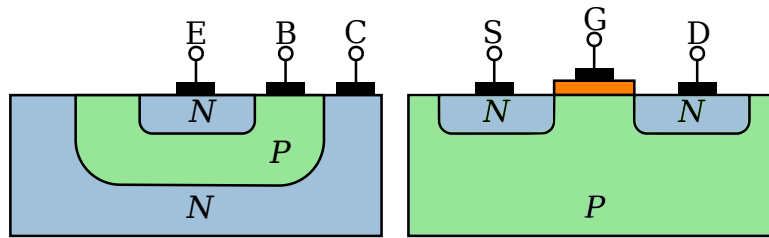


Figura 8.1: Sección de un BJT planar NPN (izquierda) y un MOSFET (derecha)

Las dimensiones principales que afectan a las características de un MOSFET - y que habrá que tener en cuenta en el diseño - son la longitud de canal L y la anchura W (véase la figura 8.2).

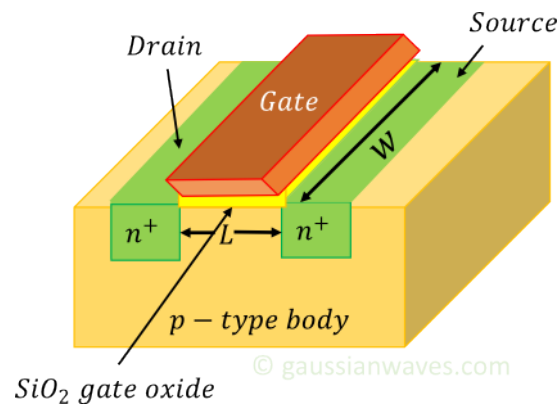


Figura 8.2: Longitud y anchura de un MOSFET tipo N

8.2 Principio de Funcionamiento de un MOSFET

Como ya se ha visto, un MOSFET, por ejemplo de tipo N, consiste en un dispositivo con la estructura de la figura 8.2. Si aplicamos una tensión positiva a la puerta (marcada como “*Gate*” en la referida figura), los electrones del sustrato P (*p-type body*) se verán atraídos hacia ella. Esto ocurre porque el silicio tipo P es un material con tendencia a donar electrones. Al acumularse los electrones en la zona entre el drenador (*drain*) y la fuente (*source*), se forma un canal conductor (fig. 8.3), a través del cual las cargas pueden circular.

Variando la tensión de la puerta, se controla la conductividad de dicho canal entre drenador y fuente, actuando así el MOSFET como una resistencia controlada por tensión. En este caso, estamos en la región ohmica o triodo, expuesta con más detalle en el apartado 8.3.

Llegará un punto en el que al canal no puedan añadirse más electrones, por no ser el material capaz de donar más. Este es el punto a partir del cual estamos en la región de saturación, también comentada en el apartado 8.3.

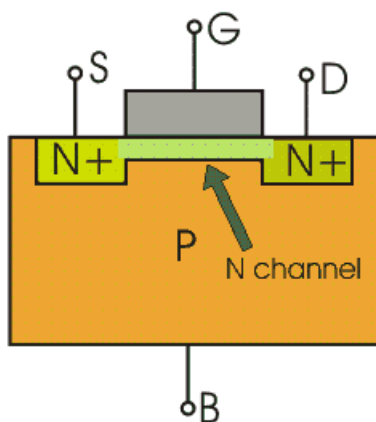


Figura 8.3: Formación del canal N

8.3 Funcionamiento de un MOSFET desde el punto de vista circuital

Una forma intuitiva de comprender el funcionamiento de los MOSFET consiste en analizar sus curvas de corriente y tensión - curvas IV- y compararlas con el caso genérico. Si dibujamos en unos ejes, como los de la figura 8.4, en ordenadas la corriente de salida I , y en abscisas la tensión de entrada V , tenemos tres comportamientos de dispositivos “canónicos”. Un dispositivo para el cual su corriente de salida sea una constante con respecto de la tensión de entrada será una fuente de corriente. En el caso contrario, si el dispositivo ofrece, para una tensión fija cualquier corriente de salida, tenemos una fuente de tensión. Y si la corriente de salida es proporcional a la tensión de entrada, tenemos

una resistencia (cuyo valor R será el inverso de la pendiente de la recta en que consiste su curva IV)[3, p. 269].

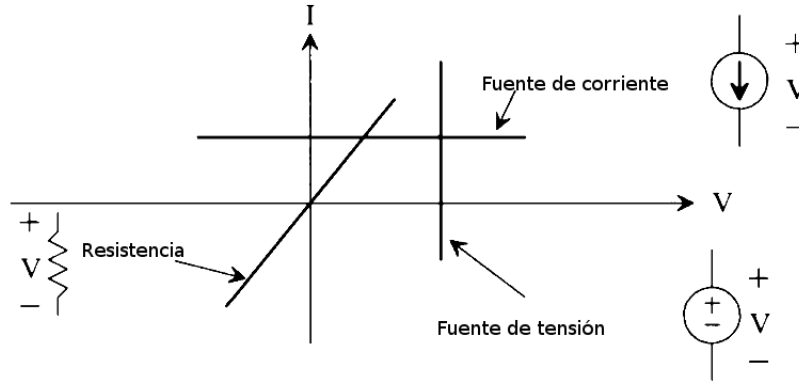


Figura 8.4: Curvas IV de distintos componentes.

Pues bien, resulta que el MOSFET es un dispositivo que se combina varios de comportamientos en función de su tensión drenador-fuente V_{DS} . Existe un valor umbral V_{TH} tal que si $V_{GS} < V_{TH}$, la corriente I_D es - prácticamente - 0 para cualquier V_{DS} . A partir de dicho umbral, con $V_{GS} > V_{TH}$ se tienen distintas curvas IV (fig. 8.5).

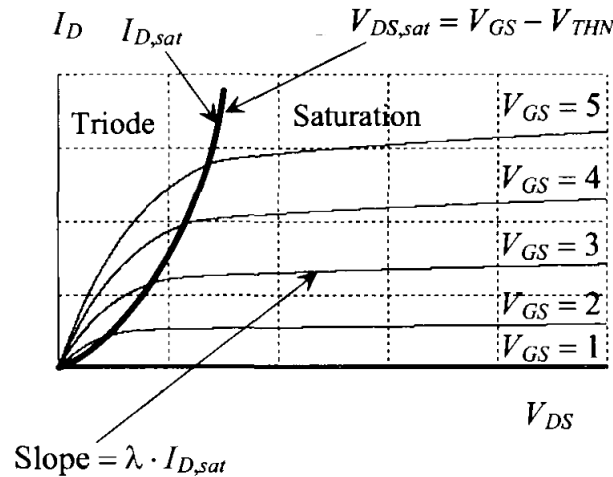


Figura 8.5: Curvas IV de un MOSFET para distintos V_{GS} .

Para un V_{GS} determinado (figura 8.6) se observan dos regiones de interés:

- La región triodo (marcada como *triode* en la figura 8.6) en la que el MOSFET se comporta como una resistencia entre sus terminales drenador y fuente. En esta región nos encontraremos cuando la tensión drenador fuente es inferior a un umbral llamado $V_{DS,sat}$, esto es, cuando ocurre que $V_{DS} < V_{DS,sat}$. La corriente de drenador $I_{D,sat}$ es la que se tiene cuando $V_{DS} = V_{DS,sat}$.
- La región de saturación, en la que nos encontramos cuando $V_{DS} > V_{DS,sat}$. En este caso, el MOSFET se comporta entre sus terminales drenador y fuente “casi” como una fuente de corriente. Sería más bien una fuente de corriente en paralelo con una resistencia, de valor muy elevado.

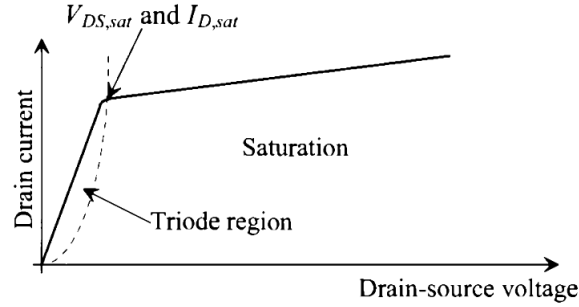


Figura 8.6: Curvas IV de un MOSFET para un V_{GS} determinado.

Las expresiones analíticas que definen estas curvas, para cada región son las siguientes:

- Para la región de saturación[3, p. 271] (ley cuadrática), cuando $V_{GS} > V_{TH}$ y $V_{DS} > V_{DS,sat}$

$$I_D = \frac{KP_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3)$$

- Para la región de triodo[3, p. 278] , cuando $V_{GS} > V_{TH}$ y $V_{DS} < V_{DS,sat}$

$$I_D = K P_n \frac{W}{L} \left((V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \quad (4)$$

8.4 MOSFET de canal corto

Las expresiones anteriores son validas para los MOSFET “de canal largo” - *long channel MOSFET* -. En el diseño se utilizarán MOSFET “de canal corto” - *short channel MOSFET* -, que permiten una baja tensión de alimentación, que es uno de los requisitos del proyecto. Un mosfet se considera “de canal corto” cuando la longitud del canal es comparable con las dimensiones de la región de depleción de la unión drenador-fuente[8]. A efectos prácticos[3, p. 297], esto significa una dimensión L de 50nm para tensión de alimentación de 1 V.

Ocurre que los dispositivos *short channel* no siguen las ecuaciones expuestas. No existen expresiones analíticas sencillas para describir el funcionamiento de estos dispositivos. Sin embargo existen modelos y gráficas empíricas. El motivo de utilizar las ecuaciones para *long channel* es que, aunque no describen de forma perfecta el funcionamiento de un *short channel* MOSFET, lo hacen suficientemente bien como para facilitar la comprensión de su funcionamiento y constituir un punto de partida del diseño.

8.5 Efectos negativos de la tecnología CMOS

En este punto se analizan efectos negativos que aparecen cuando se utiliza un MOSFET para controlar la corriente que pasa por una rama, bien sea como “interruptor digital”, funcionando entre corte y saturación, o como “resistencia variable controlada por tensión”. Los efectos aparecen siempre, pero los dos primeros son más sencillos de comprender considerando el caso digital; en cambio, el tercero se explica mejor en el caso analógico.

8.5.1 Inyección de carga

En la figura 8.7 se muestra el instante en que la señal de reloj en la puerta del transistor NMOS pasa a nivel bajo; por tanto, el transistor deja de conducir. Es en este instante cuando la carga que formaba el canal de conducción circula a través de los dos caminos de que dispone: Uno de los caminos es la fuente de tensión, que se supone de baja impedancia, por lo que esta carga no afecta prácticamente a la tensión de salida. El otro camino es a través del condensador C_{load} lo que hace que varíe la tensión a la salida, induciendo un error en la misma.

Este efecto de inyección de carga también existe en el caso contrario, al activar el NMOS, solo que ahora la carga se inyecta desde la fuente y desde el condensador. Nuevamente, el error debido a la carga inyectada desde la fuente apenas influye, pues en esta situación la fuente está conectada a C_{load} a través de la resistencia del canal del NMOS.

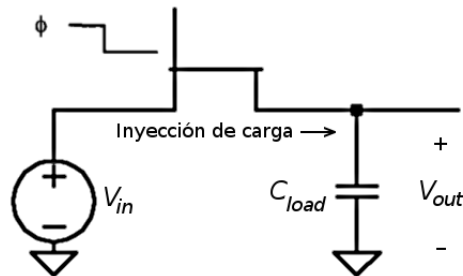


Figura 8.7: Conmutador NMOS mostrando el efecto de la inyección de carga.

El principal efecto negativo que tiene la inyección de carga sobre las características del sistema es el aumento de la distorsión armónica, ya que el incremento en la tensión de salida (error) que produce el efecto de inyección de carga es de carácter no lineal; por tanto, conviene disponer de técnicas para minimizar esta fuente de errores.

8.5.2 Acoplo capacitivo

Otro efecto negativo surge debido a las capacidades parásitas puerta-drenador y puerta-fuente. Mientras el transistor NMOS conduce (nivel alto de la señal de reloj), la carga de estas capacidades no afecta a la tensión de C_{load} (tensión de salida). Pero durante el nivel bajo de reloj, el transistor deja de conducir y la carga C_{load} queda en paralelo con la capacidad parásita puerta-drenador, lo cual afecta a la tensión de salida.

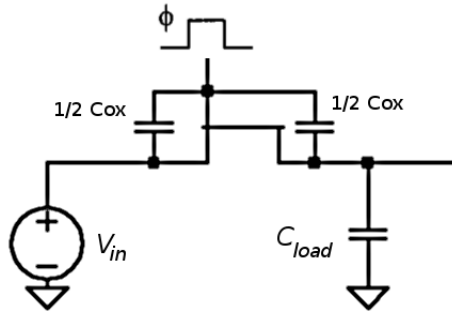


Figura 8.8: Capacidades parásitas formando acoplo capacitivo.

8.5.3 Ruido kT/C

Consideremos el circuito de la figura 8.9. A la izquierda se muestra el circuito como tal, y a la derecha su circuito equivalente para el análisis de ruido. El único elemento que genera ruido es la resistencia, y se trata de ruido térmico. La tensión de ruido generada se modela como una densidad espectral de ruido de valor $\sqrt{4kTR}$, siendo k la constante de Boltzmann¹⁰.

¹⁰ $k = 1,38 \times 10^{-23} J/K$

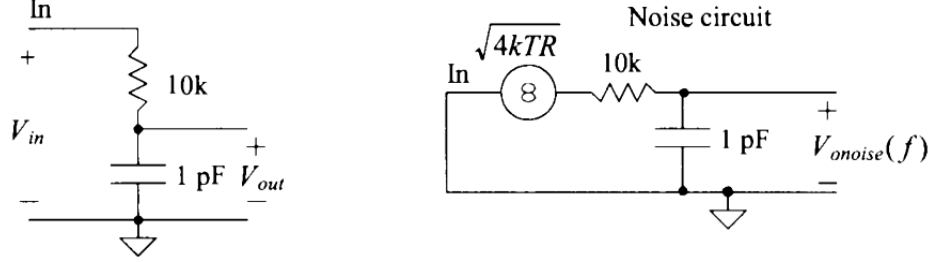


Figura 8.9: Circuito de ejemplo (izquierda) y equivalente para análisis de ruido (derecha).

La densidad espectral de ruido a la salida es:

$$V_{onoise}(f) = \sqrt{4kTR} \frac{1/j\omega C}{1/j\omega C + R} = \frac{\sqrt{4kTR}}{1 + j \frac{f}{f_{-3dB}}} [V/\sqrt{Hz}]$$

o, tomando el cuadrado y aplicando el concepto de ancho de banda equivalente de ruido queda:

$$V_{onoise}^2(f) = \frac{4kTR}{1 + (\frac{f}{f_{-3dB}})^2} [V^2/Hz]$$

donde $f_{-3dB} = 1/2\pi RC$.

Aplicando la ecuación mencionada en [3, p. 228] se obtiene:

$$V_{onoise,RMS}(f) = \sqrt{\frac{kT}{C}} [V] \quad (5)$$

Esto nos indica que la tensión eficaz de ruido a la salida del circuito RC depende (además de la temperatura) del valor de la capacidad del condensador. Este condensador será, el de las capacidades parásitas del transistor junto quizá,

con las capacidades del circuito en el que esté. El resultado viene a decir que no se puede tener bajo ruido y velocidad a la vez, pues un valor alto de condensador reducirá el ruido, pero también la velocidad del circuito. Se puede influir en cierta manera (aunque también, como se ha dicho, hay que tener en cuenta el resto del circuito en el que se encuentra el transistor) en el valor de esa capacidad por controlando las dimensiones del MOSFET. La dependencia de las capacidades parásitas del MOSFET con sus dimensiones W y L se muestra en la siguiente tabla:

Nombre	Corte	Triodo	Saturación
C_{gd}	$CGDOW$	$\frac{1}{2}WLC'_{ox}$	$CGDOW$
C_{db}	C_{jd}	C_{jd}	C_{jd}
C_{gb}	$C'_{ox}WL_{eff} + CGBOL$	$CGBOL$	$CGBOL$
C_{gs}	$CGSOW$	$\frac{1}{2}WLC'_{ox}$	$\frac{2}{3}WLC'_{ox}$
C_{sb}	C_{js}	C_{js}	C_{js}

De la tabla, se extrae que un aumento de W y de L conlleva en general un aumento de las capacidades parásitas, lo que, en principio, redundará en un menor nivel de ruido a costa de menor ancho de banda.

8.6 Minimización de los efectos de la inyección de carga, del acoplo capacitivo y del ruido kT/C

8.6.1 Dummy switch

Una de las técnicas para paliar el efecto negativo, tanto de la inyección de carga como del acoplo capacitivo es el uso de un *dummy switch* (falso conmutador). Como se ve en la figura 8.10, la puerta del NMOS M2 está controlada por el negado de la señal de reloj, y su drenador y fuente se hallan cortocircuitados.

Así, tras el flanco de bajada del reloj, cuando se produzca la inyección de carga de M1, el canal se estará empezando a formar en M2. Lo que ocurre es que el canal se forma utilizando la carga inyectada desde M1 en lugar de utilizar portadores extraídos de la fuente. Notar como se ha dimensionado M2 para que su capacidad de carga sea la mitad que la de M1. Esto es así porque la carga

de M1 se repartirá equitativamente por ambos caminos si el flanco de bajada del reloj es suficientemente rápido[3, p. 832]. De modo que para la bajada de flanco de reloj (cuando M1 deja de conducir) se consigue que M2 absorba la carga inyectada por M1, cancelando así el efecto de inyección de carga.

Para el caso de la subida de flanco de reloj M2 deja de conducir y e inyecta carga a través de su fuente y su drenador. Pero estos están cortocircuitados y M1 conduce, así que esa carga va a parar a C_{load} , que en cualquier caso ya se estaba cargando para alcanzar la tensión V_{in} a través de M1.

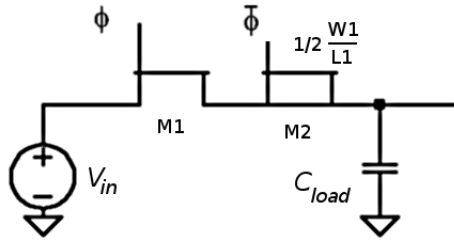


Figura 8.10: *Dummy switch* (falso conmutador).

Hay que tener en cuenta que para que el dummy switch minimice los efectos comentados, la versión negada del reloj ha de estar ligeramente retrasada con respecto a la original. Habrá que determinar el valor óptimo de éste retraso [3, p. 832].

8.6.2 Puerta de transmisión

Otra forma de combatir estos efectos aversos consiste en utilizar, en lugar de un conmutador NMOS, una puerta de transmisión. Con la puerta de transmisión se consigue inyectar menos carga a la salida, ya que las señales complementarias tienden a cancelarse. Sin embargo, esta técnica requiere que la conmutación en los relojes complementarios se haga exactamente al mismo tiempo. Además, para conservar la simetría de las señales, que es la base de esta técnica, la tensión de entrada no puede tener un rango demasiado amplio, ya que las formas de onda al activarse y desactivarse cada uno de los transistores dependen de la amplitud de la señal de entrada[3, p. 833] .

8.6.3 Topología totalmente diferencial

La idea de esta topología se basa en presentar los efectos de la inyección de carga, el acoplo capacitivo y el ruido kT/C como señales en modo común a la entrada de un amplificador diferencial. De esta forma, el rechazo al modo común (medido por el parámetro CMMR, *Common Mode Rejection Ratio*) del amplificador diferencial tenderá a eliminarlos[3, p. 833].

Además de reducir los efectos perniciosos comentados, la topología totalmente diferencial para el amplificador de salida presenta otras ventajas adicionales:

- La máxima excursión de la tensión de salida se duplica.
- Uso más eficiente de la corriente.
- Mejora del rechazo a variaciones en la tensión de alimentación (PSRR, *Power Supply Rejection Ratio*)
- La distorsión armónica (THD, *Total Harmonic Distortion*) se ve reducida, al cancelarse en la entrada diferencial los armónicos pares .

Afortunadamente, para obtener estas ventajas, la simetría del circuito (longitudes de caminos, dimensiones de los MOSFET) no es crítica. Basta con una simetría aproximada para obtener resultados apreciables[6, p. 6-14].

La desventaja que presenta esta topología es la necesidad de dos lazos de realimentación. Para que la tensión en modo común a la salida quede bien definida[3, p. 867]., es necesario un circuito de realimentación del modo común (CMFB *Common Mode FeedBack*). De no estar presente, la tensión en modo común de cada salida podría tender hacia valores distintos, sacando la señal fuera del rango dinámico y produciendo recortes, lo que introduciría distorsión armónica.

El circuito CMFB consume potencia, consume área de chip, introduce ruido y limita la máxima excursión de la salida. Por tanto, hay que procurar que su comportamiento sea netamente beneficioso y no cancelar las ventajas de la topología enumeradas anteriormente.

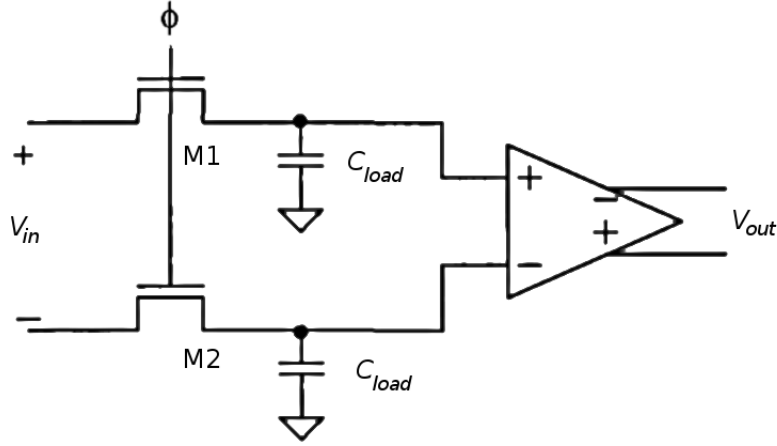


Figura 8.11: Topología diferencial.

Necesidad de un amplificador con bloque CMFB Common-Mode Feed-Back

El efecto de tensión de offset que se observa en un amplificador operacional no ideal consiste en que, aunque la entrada diferencial del operacional se anule (esto es, aunque las entradas del operacional se conectasen a una misma tensión) se obtiene una tensión a la salida distinta de cero. Expresado mediante una ecuación:

$$V_{out} = A_V(V^+ - V^- + V_{OS}) \quad (6)$$

Como se ve, aunque $V^+ = V^-$ se tiene $V_{out} = A_V V_{OS}$.

¿Qué puede hacer aparecer este efecto? Existen varios factores, entre ellos pequeñas diferencias (tolerancias de fabricación) en los tamaños de los MOSFET que forman el par diferencial a la entrada del operacional, que hacen que éstos no estén perfectamente emparejados (*transistor matching*).

En la figura 8.12 se muestra una forma de modelar este efecto por medio de

MOSFET ideales. A la izquierda se muestra un par de MOSFET que no están bien emparejados (sus dimensiones no son exactamente las mismas). Aunque se les aplica una misma tensión V_{biasp} la corriente de salida no es la misma para ambos transistores. Podemos modelar esto mediante dos MOSFET ideales (perfectamente emparejados) e interponiendo una tensión continua que consigue el mismo efecto en la corriente de salida de M2.

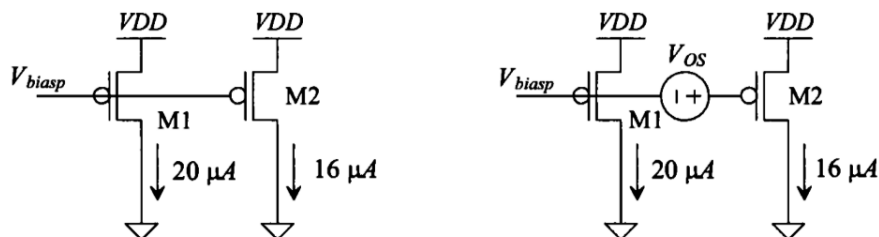


Figura 8.12: Transistores reales y modelado con transistores ideales.

Para el caso del amplificador operacional, podemos modelar este efecto con un amplificador ideal que tiene una tensión de offset en una de sus entradas (por ejemplo, la positiva). El valor de esta tensión de offset se obtendría refiriendo a la entrada la tensión observada a la salida, esto es, dividiendo la tensión observada a la salida entre la ganancia del amplificador.

Como se ha comentado en las secciones 9.1.1 el circuito multiplying quad necesita una tensión de polarización constante e igual en las fuentes de los MOSFET M1 a M4. Cuanto más constantes (y cuanto más parecidas para cada uno de los dos nodos) sea esta tensión de polarización, más se aproximará al ideal analizado una implementación del circuito, sobre todo en lo que a características de ganancia y linealidad se refiere.

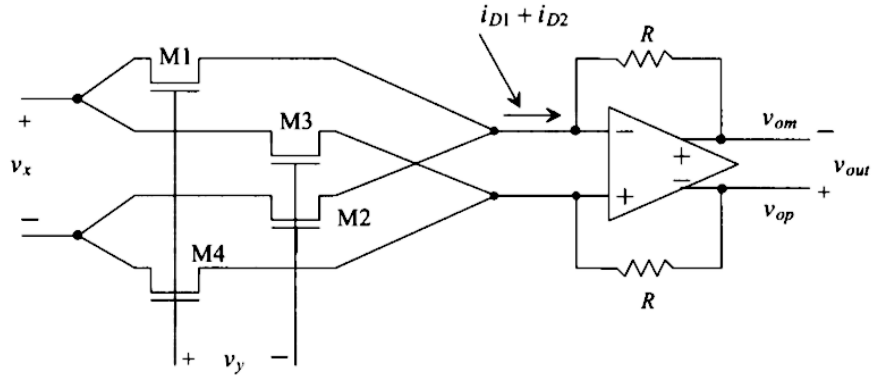


Figura 8.13: Esquemático de la arquitectura *Multiplying Quad*

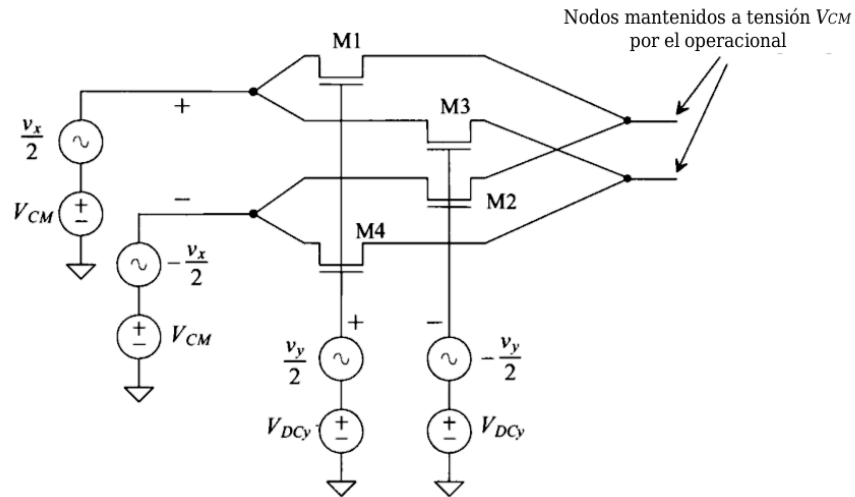


Figura 8.14: Nodos que hay que fijar a tensión constante en el *Multiplying Quad*.

Recordemos que la salida de este circuito es diferencial y que V_{CM} debería estar a mitad de camino entre V_{DD} y 0 (esto es $V_{CM} = V_{DD}/2$) para disponer del máximo rango dinámico de salida. Si V_{CM} variase demasiado, tendría efectos catastróficos sobre la señal de salida, no solo limitando el rango dinámico sino produciendo recortes (*clipping*) que conllevan un aumento considerable de distorsión armónica.

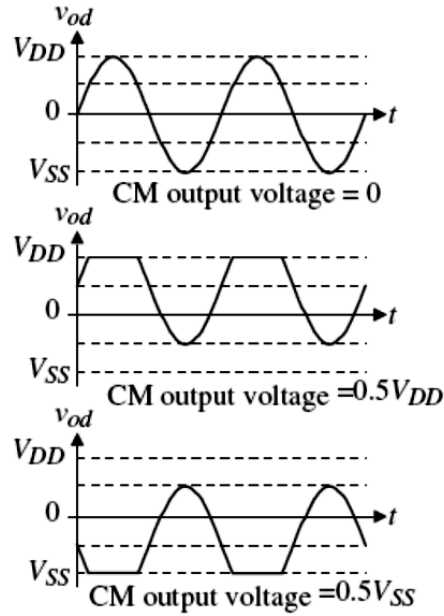


Figura 8.15: Recorte por deriva incontrolada de V_{CM} .

Sin embargo, aunque fuéramos capaces de garantizar una tolerancia tal que dicha tensión de offset se anulase, tendríamos aún que la tensión en los nodos señalados en la figura 8.14 no se mantendría constante, debido a variaciones inducidas por la temperatura.

Para cancelar este efecto podríamos, por ejemplo fabricar los MOSFET con procesos de muy baja tolerancia (p. ej. *laser trimming*) que lógicamente son más caros. Para controlar las variaciones de temperatura podríamos usar sistemas de estabilización de la temperatura (p. ej. un sistema de refrigeración con termostato que mantuviera la temperatura constante).

Sin embargo hay una aproximación más práctica y barata (y además robusta), consistente en estabilizar el valor medio de las tensiones de salida a un valor conocido y deseado, mediante un lazo de realimentación. Este sistema se llama Common-Mode FeedBack (CMFB, realimentación del modo común).

Funcionamiento del CMFB

El funcionamiento del CMFB es conceptualmente simple. Consiste en medir las tensiones medias de las salidas y compararlas con una tensión de referencia deseada. De esta comparación (resta) se obtiene una señal de error. Con dicha señal de error se actúa en la etapa de salida (o en la etapa de entrada, dependiendo de la arquitectura elegida) haciendo tender el valor medio de las tensiones de salida hacia el valor de referencia deseado.

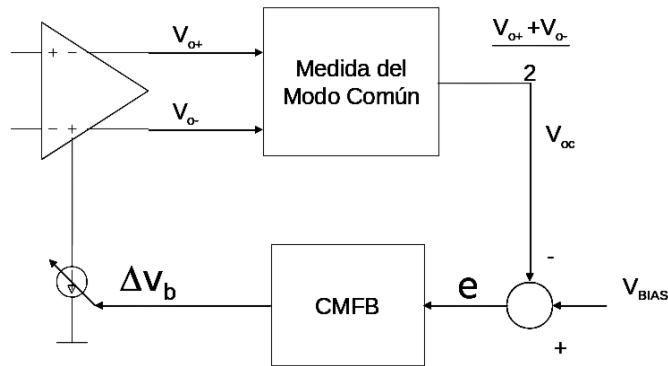


Figura 8.16: Amplificador diferencial con amplificador CMFB incorporado.

A continuación se muestra el funcionamiento de un amplificador diferencial con CMFB mediante un circuito de ejemplo. Tómese el amplificador diferencial de la figura 8.17. Los MOSFET M1L y M1R son el par diferencial que amplifica. M2L y M2R polarizan a M1L y M1R (la generación de la tensión V_{biasp} no se muestra). La función del amplificador marcado como CMFB es la de medir el valor medio de la tensión diferencial de salida con respecto a V_{biasp} . La señal de control V_{CMFB} actúa sobre M3L y M3R que forman una fuente de corriente controlada por tensión y varían el punto de trabajo de M1L y M1R en función de V_{CMFB} . Puesto que existe realimentación negativa (como se verá a continuación), y la ganancia del operacional CMFB es elevada, como resultado se obtendrá que el valor medio de la tensión de salida tenderá a estar en un punto muy próximo a V_{biasp} .

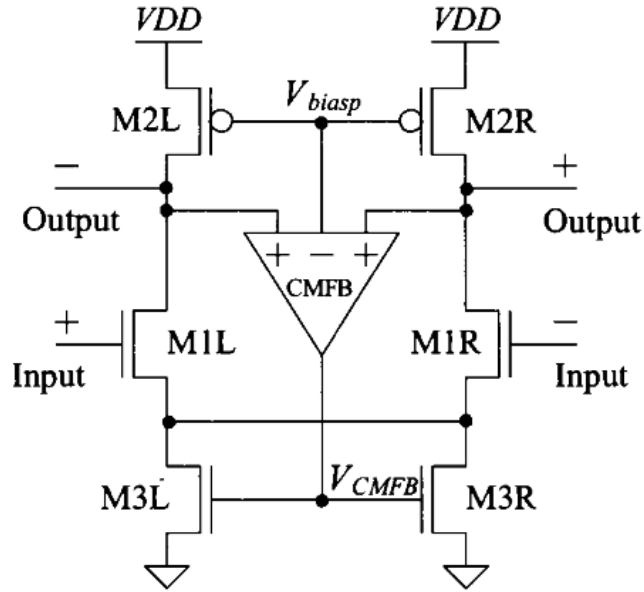


Figura 8.17: Amplificador diferencial con amplificador CMFB incorporado.

Supongamos que la tensión media de la salida positiva es mayor que V_{biasp} (por ejemplo, porque los transistores de una rama no estén perfectamente emparejados con los de la otra rama). Entonces, la medidad del modo común a la salida aumentará, aumentando en consecuencia la tensión V_{CMFB} . Esto hace que la tensión puerta-fuente para M3L y M3R aumente y por tanto, que aumente su corriente de drenador, lo que hace que la tensión de polarización de las salidas disminuya, obteniéndose así el efecto de compensación deseado.

9 Diseño del mezclador y caracterización

Llegados a este punto tenemos, por fin, los conocimientos y herramientas necesarios para comenzar el diseño del mezclador. En el apartado 6 se han explicado los fundamentos de la Imagen por Resonancia Magnética, de los que se deriva la necesidad de un mezclador, se han expuesto las características de la señal que cabe esperar recibir a la entrada del mezclador y cómo se espera que a la salida del mismo se encuentre la señal en banda base (que puede ser una y probablemente sea, una frecuencia intermedia).

En el apartado 7 se exponen distintos tipos de mezcladores y formas de utilizarlos para hacer el *downconverting*. También se selecciona ya un tipo concreto de mezclador, con vistas a la arquitectura de *downconverter* más probable.

En el apartado 8 se estudia el funcionamiento del transistor MOSFET, que es el bloque básico con el que construiremos el mezclador.

Se tomarán dos dos arquitecturas candidatas del tipo de mezclador basado en no linealidad. Este es el elegido en 7.3 por los motivos allí expuestos.

Los circuitos mezcladores analógicos *Multiplying Quad* y *Sum Squaring*, presentados en [3, p. 924] y en [3, p. 928] respectivamente. Se evalúan sus propiedades *a priori* mediante un análisis preliminar, se realizan simulaciones que muestren el comportamiento de cada uno de ellos y se elige un candidato en función de su idoneidad para la aplicación.

Para cada circuito se ha hecho un análisis preliminar, y se han realizado varias iteraciones de diseño y simulación. Posteriormente, se ha elegido una arquitectura y se ha profundizado en el diseño y simulación, siguiendo (aunque no al pie de la letra, simulando solo los circuitos y obviando las fases de prototipado y producción) el esquema expuesto en [3, p. 2] y que se reproduce en la figura 9.1:

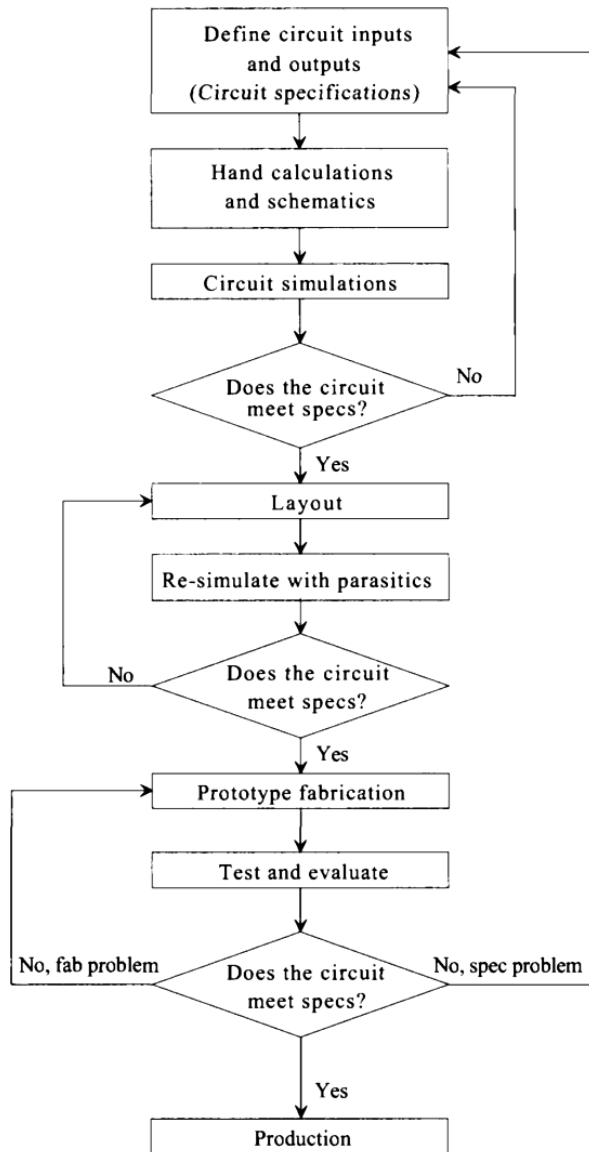


Figura 9.1: Esquemático de la arquitectura *Multiplying Quad*

Esto implica que, aunque en esta memoria se presentan varios apartados correspondientes a diseños y resultados de simulaciones, el desarrollo no ha sido secuencial, sino que ha consistido en iteraciones, diseñando, simulando y

modificando el diseño en función de los resultados de la simulación, etc.

9.1 Análisis preliminar

Analizaremos el funcionamiento de cada uno de los circuitos mencionados considerando *inicialmente* que los MOSFET que los componen son de “canal largo” esto es, siguen la ley cuadrática. Aunque, como ya se ha comentado en el apartado 8.4, sabemos que los MOSFET de canal corto, que son el tipo de MOSFET que se usará en el diseño final, no siguen exactamente dicha ley, el usar MOSFET de canal largo para el análisis sirve como aproximación inicial a partir de la cual iniciar el estudio.

De este análisis obtendremos información *a priori* sobre las propiedades de cada uno. Después, mediante simulaciones, caracterizaremos el comportamiento de cada uno de los circuitos. Las simulaciones, que se han hecho utilizando modelos de MOSFET de canal corto (proceso de 50 nm) tendrán en cuenta los *efectos de canal corto* que se introducen al utilizar este tipo de dispositivo.

9.1.1 Multipliyng Quad

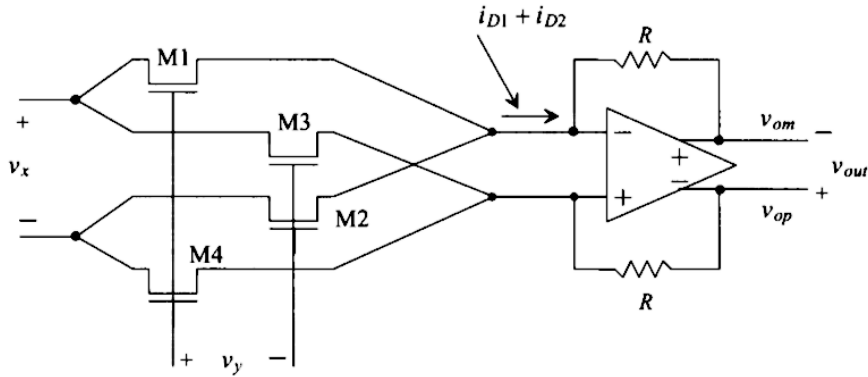


Figura 9.2: Esquemático de la arquitectura *Multiplying Quad*

En el circuito *Multiplying Quad* los MOSFET NMOS trabajan en la región triodo o lineal. Podemos pensar en ellos como resistencias controladas por tensión. Para conseguir que los NMOS trabajen en la región lineal, estos han de estar polarizados de forma que se cumpla simultáneamente[3, p. 278]:

$$V_{GS} \geq V_{TH} \quad (7)$$

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH} \quad (8)$$

Esto se consigue aplicando una tensión en modo común a las entradas diferenciales v_x y v_y . La descomposición de las entradas en partes diferencial y común, se muestra en la figura 9.3. La tensión DC en las fuentes de los NMOS es V_{CM} debido a que el amplificador operacional se diseña para que, ante tensiones iguales en sus entradas, la salida sea V_{CM} . Por tanto al tener una ganancia en lazo abierto grande y al ser ambos caminos de realimentación de realimentación negativa, el operacional tiende a mantener ambas entradas a la misma tensión DC V_{CM} .

Así, eligiendo $V_{DCy} \geq V_{CM} + V_{TH}$ se cumplen, en pequeña señal, las ecuaciones 7 y 8 para que los NMOS estén en modo lineal, ya que:

$$V_{GS} = V_{DCy} - V_{CM} \geq V_{TH} \quad (9)$$

$$V_{DS} = V_{CM} - V_{CM} = 0 \leq V_{GS} - V_{TH} \quad (10)$$

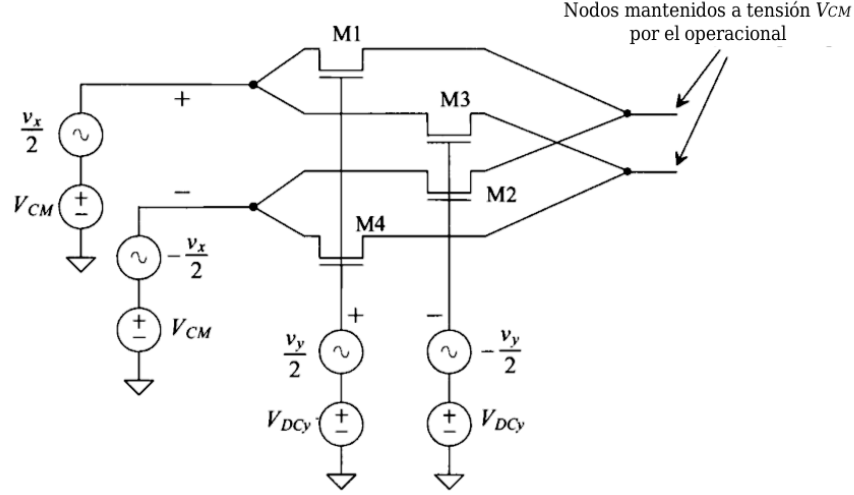


Figura 9.3: Descomposición de las señales de entrada en el *Multiplying Quad*.

Debido al operacional en configuración de transimpedancia (convertor corriente a tensión) las salidas negativa v_{om} y positiva v_{op} son, en función de las corrientes de entrada:

$$v_{om} = -R(i_{D1} + i_{D2}) \quad (11)$$

$$v_{op} = -R(i_{D3} + i_{D4}) \quad (12)$$

La tensión de salida diferencial se define como:

$$v_{out} = v_{op} - v_{om} = R(i_{D1} + i_{D2} - i_{D3} - i_{D4}) \quad (13)$$

Podemos aplicar la ecuación 4 a cada dispositivo M1 a M4 para obtener cada una de las corrientes de drenador (nótese en la ecuación 4 la no linealidad de I_D con V_{DS} . Esta es la no linealidad necesaria de la que se hablaba en la sección7):

$$I_{D1} = KP_n \frac{W}{L} \left(\left(V_{GS} + \frac{V_y}{2} - V_{TH} \right) \frac{V_x}{2} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_x}{2} \right)^2 \right) \quad (14)$$

$$I_{D2} = KP_n \frac{W}{L} \left(\left(V_{GS} - \frac{V_y}{2} - V_{TH} \right) \left(-\frac{V_x}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{V_x}{2} \right)^2 \right) \quad (15)$$

$$I_{D3} = KP_n \frac{W}{L} \left(\left(V_{GS} - \frac{V_y}{2} - V_{TH} \right) \frac{V_x}{2} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_x}{2} \right)^2 \right) \quad (16)$$

$$I_{D4} = KP_n \frac{W}{L} \left(\left(V_{GS} + \frac{V_y}{2} - V_{TH} \right) \left(-\frac{V_x}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{V_x}{2} \right)^2 \right) \quad (17)$$

Si tenemos en cuenta que,

- todos los dispositivos tienen las mismas dimensiones W y L , la misma tensión umbral V_{CM} y la misma densidad de portadores P_N
- la tensión puerta-fuente en DC es la misma en todos los casos: $V_{GS} = V_{DCy} - V_{CM}$

entonces, sustituyendo las ecuaciones 14 a 17 en la eq. 13 queda la salida en función de las entradas de esta forma:

$$\begin{aligned} V_{out} &= RK P_n \frac{W}{L} \left(\frac{V_x}{2} \right) \left(2V_{GS} - 2V_{GS} + 2V_{TH} - 2V_{TH} + 4\frac{V_y}{2} \right) = \\ &RK P_n \frac{W}{L} V_x V_y \end{aligned} \quad (18)$$

9.1.2 Sum Squaring

El principio de funcionamiento de este circuito es el de conseguir la multiplicación mediante la diferencia entre una suma de tensiones al cuadrado y una diferencia de tensiones al cuadrado. Así, por ejemplo, si tomamos unas tensiones V_1 y V_2 , y hacemos la diferencia del cuadrado de su suma y el cuadrado de su resta, obtendremos un resultado proporcional al producto de dichas tensiones:

$$(V_1 + V_2)^2 - (V_1 - V_2)^2 = 4V_1V_2 \quad (19)$$

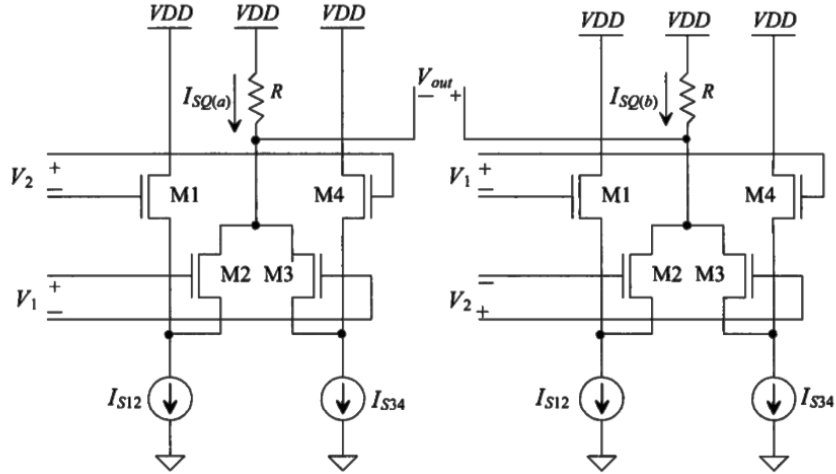


Figura 9.4: Esquemático de la arquitectura *Sum Squaring*.

Podemos dividir este circuito en dos mitades. Según están colocados en la figura 9.4, la mitad izquierda dará, a su salida, una tensión proporcional a $(V_1 + V_2)^2$. La mitad derecha es exactamente igual que la izquierda, salvo que se ha invertido el signo de la tensión V_2 ; por tanto, a su salida presentará una tensión proporcional a $(V_1 - V_2)^2$. La diferencia de ambas tensiones y por tanto, una tensión proporcional al producto V_1V_2 se obtiene definiendo dicha tensión como:

$$\begin{aligned}
V_{out} &= V_{out+} - V_{out-} = \\
&= V_{DD} - RI_{SQ(b)} - (V_{DD} - RI_{SQ(a)}) = R(I_{SQ(a)} - I_{SQ(b)}) \quad (20)
\end{aligned}$$

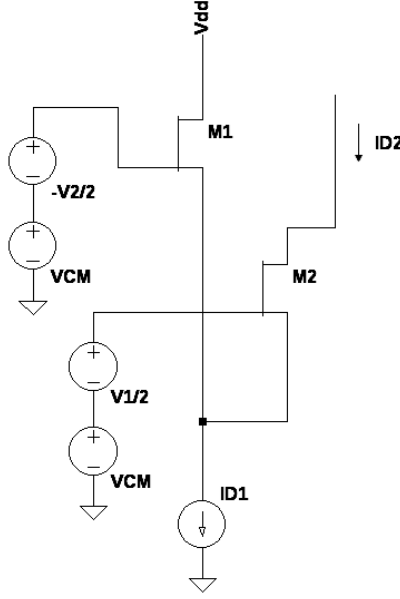


Figura 9.5: Esquemático de la arquitectura *Sum Squaring*.

Obtengamos ahora expresiones para las corrientes en función de las entradas. Para ello, fijémonos por ejemplo, en la mitad izquierda (el análisis es análogo para la mitad derecha). Dada la simetría del circuito, y que todos los MOSFET son iguales, podemos separar esta mitad izquierda y después aplicar el principio de superposición (figura 9.5).

Aplicando la ley cuadrática (eq. 3) la corriente de drenador del NMOS M2 es:

$$I_{D2} = \frac{KP_n W}{2 L} (V_{GS2} - V_{TH2})^2 \quad (21)$$

La tensión puerta-fuente de M2 es:

$$V_{GS2} = \left(\frac{V_1}{2} + V_{CM} - \left(-\frac{V_2}{2} + V_{CM} + V_{TH1} \right) \right) \quad (22)$$

puesto que todos los MOSFET son iguales, $V_{TH1} = V_{TH2} = V_{TH}$. Entonces se tiene

$$V_{GS2} = \left(\frac{V_1}{2} + \frac{V_2}{2} - V_{TH} \right) \quad (23)$$

que sustituyendo en la eq 21 da:

$$I_{D2} = \frac{KP_n}{2} \frac{W}{L} \left(\frac{V_1}{2} + \frac{V_2}{2} \right)^2 = \frac{1}{8} KP_n \frac{W}{L} (V_1 + V_2)^2 \quad (24)$$

Del mismo modo se haya la corriente de drenador del MOSFET M3 del lado izquierdo I_{D3} :

$$I_{D3} = \frac{KP_n}{2} \frac{W}{L} \left(\frac{V_1}{2} + \frac{V_2}{2} \right)^2 = \frac{1}{8} KP_n \frac{W}{L} (V_1 + V_2)^2 \quad (25)$$

La corriente $I_{SQ(a)}$, aplicando superposición, queda como:

$$I_{SQ(a)} = I_{D2} + I_{D3} = \frac{1}{4} KP_n \frac{W}{L} (V_1 + V_2)^2 \quad (26)$$

Haciendo un análisis completamente análogo, en el circuito del lado derecho, que es el mismo que el del lado derecho, solo que con cambios en la entrada a la que se aplica cada señal, así como en su polaridad, se tiene la corriente $I_{SQ(b)}$:

$$I_{SQ(b)} = I_{D2} + I_{D3} = \frac{1}{4} K P_n \frac{W}{L} (V_1 - V_2)^2 \quad (27)$$

Sustituyendo las ecuaciones 26 y 27 en la eq. 20, la tensión de salida es, finalmente:

$$V_{out} = R K P_n \frac{W}{L} V_1 V_2 \quad (28)$$

9.2 Diseño y comparativa preliminar para ambas arquitecturas

Se realizaron varios ciclos de simulación-diseño para ambas arquitecturas. El criterio de diseño, en principio fue el nivel de los armónicos a la salida, aunque las simulaciones pronto pusieron de relieve que se han de tener en cuenta otros factores. Como señal de test que hace el papel de entrada proveniente de las bobinas del escáner se utiliza una senoide de frecuencia 141 MHz. La señal del oscilador local es una señal cuadrada de 140 MHz y 100 mVpp. Se ha tomado como reloj una señal cuadrada porque es más fácil de generar que un tono, y recordemos que se busca, en la medida de lo posible, tender hacia la sencillez del equipo final. En resumen se tiene:

- Señal de oscilador local: Onda cuadrada de 100 mVpp y frecuencia 140 MHz
- Señal de test: Senoide de amplitud distinta para cada prueba y frecuencia 141 MHz (por tanto, la frecuencia intermedia obtenida a la salida es 1 MHz)
- Criterio inicial: buscar el menor nivel de armónicos (se verá que no es criterio suficiente).

¿Qué puerto es la entrada RF y qué puerto el del oscilador local?

Una pregunta que puede surgir, aparentemente irrelevante, es qué puerto elegir como entrada de la señal de radiofrecuencia y qué puerto elegir como entrada para el oscilador local. En teoría, el resultado debería ser independiente de qué puertos se elijan. Sin embargo, tal y como se hace notar en [7], no es así. Resulta que la corriente de salida de un transistor, tiene una componente formada por el cuadrado de V_{DS} . Si aplicamos la señal RF al drenador, al elevarla al cuadrado tendremos a la salida una componente en frecuencia doble, que se filtrará, y una componente en DC, que puede interferir con la salida en banda base. Por eso se debe aplicar la señal RF a las puertas de los MOSFET. Con la señal del oscilador local también ocurre esto, pero al ser una señal bajo nuestro control se puede cancelar esa componente DC dañina a la salida, para lo cual, según se dice en [7], existen distintas técnicas.

Sin embargo, a la hora de realizar las simulaciones ocurre que se obtienen mejores resultados del modo contrario, esto es, eligiendo como puerto RF el que va a los drenadores de los MOSFET y como puerto de oscilador local el que va a las puertas de los MOSFET. Esto es así porque la señal de test usada como RF es una senoide pura, y la componente DC que se genera no es tan grande como la que se genera para el oscilador local de onda cuadrada.

Sobre el ancho de banda

Dado el ancho de banda requerido (1MHz) en las simulaciones se ha comprobado que ambas arquitecturas cubren de sobra ese requisito, pudiendo elegirse como frecuencia intermedia el rango de 100KHz hasta 10 MHz con una respuesta prácticamente plana.

9.2.1 Arquitectura *Multiplying Quad*

Parámetro	Valor
L	50 nm
W	8 μm
R	5 k Ω
V_{DCy}	600 mV

Con los valores de diseño de la tabla, la FFT¹¹ de la señal de salida para la arquitectura *Multiplying Quad* es la mostrada en la figura 9.6:

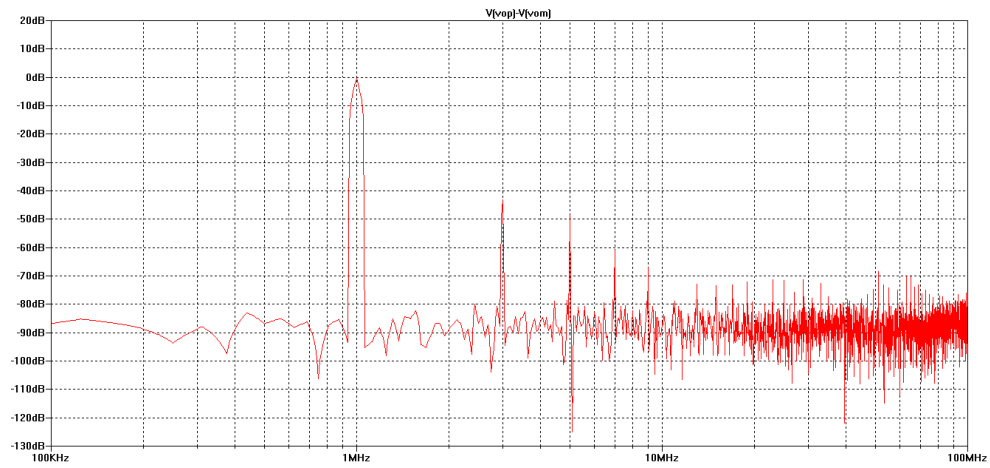


Figura 9.6: FFT de la salida para la arquitectura *Multiplying Quad* (diseño preliminar).

¹¹ *Fast Fourier Transform* - Transformada de Fourier Rápida

9.2.2 Arquitectura *Sum Squaring*

Parámetro	Valor
$L_{M1}L_{M4}$	100 nm
$W_{M1}W_{M4}$	10 μm
$L_{M2}L_{M3}$	50 nm
$W_{M2}W_{M3}$	8 μm
R	5 k Ω
$I_{S12} I_{S34}$	700 mA

Con los valores de diseño de la tabla, la FFT de la señal de salida para la arquitectura *Sum Squaring* es la mostrada en la figura 9.7:

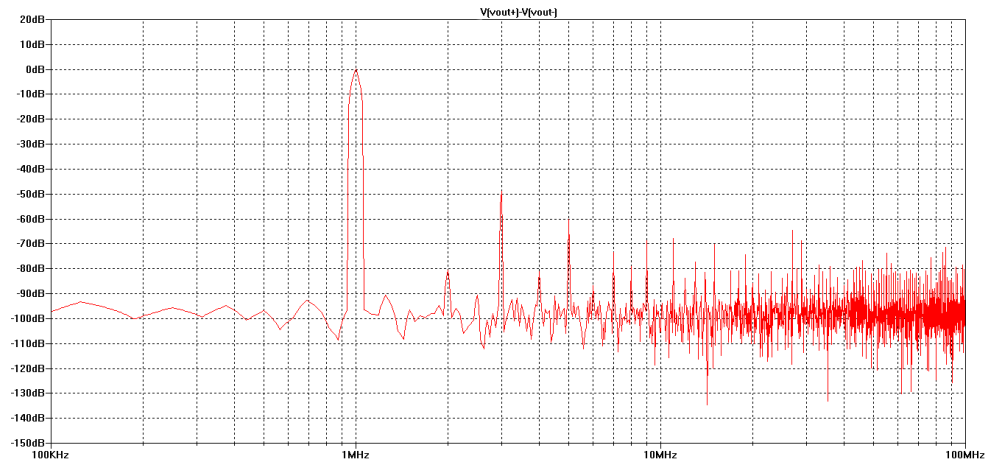


Figura 9.7: FFT de la salida para la arquitectura *Sum Squaring* (diseño preliminar).

9.2.3 Comparativa inicial

Como se ve en las gráficas el nivel de los armónicos está unos 5 dB por debajo para la arquitectura *Sum Squaring* con respecto de la *Multiplying Quad*. Por contra, la *Sum Squaring* tiene armónicos pares que no están presentes en la *Multiplying Quad*. Esto es porque la *Multiplying Quad* tiene un buffer a la salida con entrada diferencial que rechaza el dichos armónicos pares (en 2, 4, 6,

... MHz).

Puesto que probablemente la siguiente etapa sea una entrada diferencial, los armónicos de la arquitectura *Sum Squaring* no son un problema. Por tanto, según el criterio inicial, la arquitectura *Sum Squaring* es mejor.

Sin embargo, hay otros factores a tener en cuenta. Las gráficas de FFT están normalizadas para que la comparación sea sencilla. Sin embargo, el nivel de la señal de salida para la arquitectura *Sum Squaring* es en realidad muy pequeño, del orden de mV. En el caso de la *Multiplying Quad* es sencillo alcanzar por ejemplo 500mVpp sin que se degrade demasiado la respuesta. Nuevamente, esto ocurre por el buffer a la salida, que proporciona amplificación. Se puede argumentar igual que antes, que el bloque probable a continuación del mezclador sea un buffer. La diferencia es que la arquitectura *Multiplying Quad* debe tenerlo para su correcto funcionamiento.

Por tanto, el criterio inicial de comparar los niveles de armónicos no es suficiente para elegir claramente una arquitectura en favor de otra. Siguiendo con la línea de pruebas sobre armónicos, veamos qué tan lineales son las arquitecturas.

9.3 Nuevo criterio de comparación

Tras comprobar en el apartado 9.2.3 que el criterio inicial no es suficiente como para elegir una arquitectura determinada en favor de la otra, vamos a tratar de cuantificar la linealidad de cada arquitectura. Para ello, realizaremos una prueba similar a la anterior, pero variando la amplitud de la señal de entrada, para trazar así un diagrama que nos permita averiguar el IP3¹² t el CP1¹³

9.3.1 Linealidad de la arquitectura *Multiplying Quad*

En la siguiente tabla y en la figura 9.8 se reflejan los resultados de las simulaciones para la arquitectura *Multiplying Quad*. Se observa que es una arquitectura

¹²3rd order Interception Point - Punto de intercepción de tercer orden.

¹³1dB Compression Point - Punto de compresión de 1 dB

que tiene mucha linealidad, ya que el punto de intersección de tercer orden (IP3) se estima cerca de los 40 dBV, del orden de la simulación que se hace de esta arquitectura (aunque con otros valores de diseño) en el paper [7].

También se observa un amplio rango dinámico de entrada y se estima el CP1 en torno a -3dBV.

$V_{in}(V)$	$V_{in}(dBV)$	$V_{out,lineal}(dBV)$	$V_{out,3er\ orden}(dBV)$
0.100	-20	-58	-83
0.177	-15	-45	-70
0.316	-10	-26	-45
0.447	-7	-16	-33
0.562	-5	-8	-25
0.708	-3	0	-18.5
1	0	5.5	-15.8

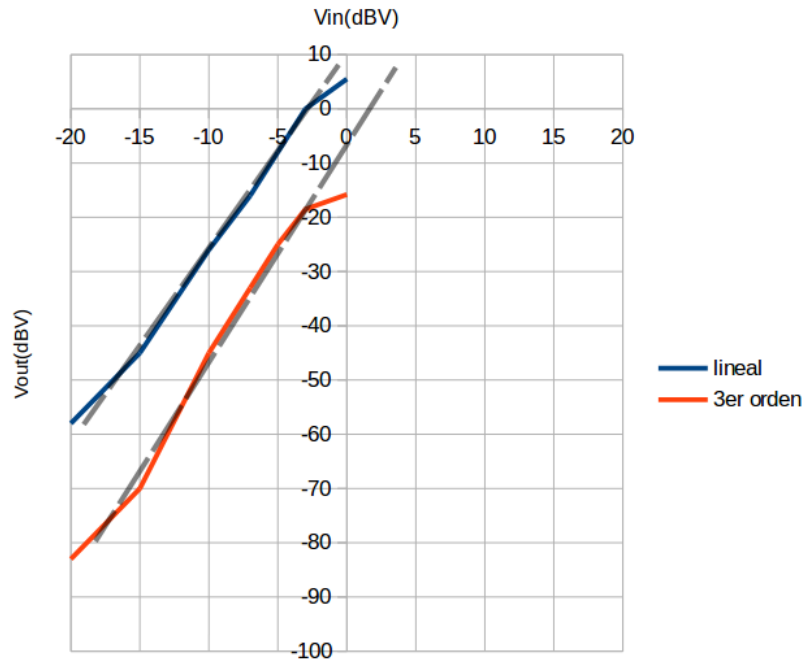


Figura 9.8: Determinación del IP3 para la arquitectura *Multiplying Quad*.

9.3.2 Linealidad de la arquitectura *Sum Squaring*

Para la arquitectura *Sum Squaring* se han obtenido los siguientes resultados. El punto de intersección de tercer orden (IP3) está en 7 dBV.

El punto de compresión a 1 dB (CP1) está alrededor de los -5 dBV.

$V_{in}(V)$	$V_{in}(dBV)$	$V_{out,lineal}(dBV)$	$V_{out,3er\ orden}(dBV)$
0.100	-20	-58	-83
0.177	-15	-45	-70
0.316	-10	-26	-45
0.447	-7	-16	-33
0.562	-5	-8	-25
0.708	-3	0	-18.5
1	0	5.5	-15.8

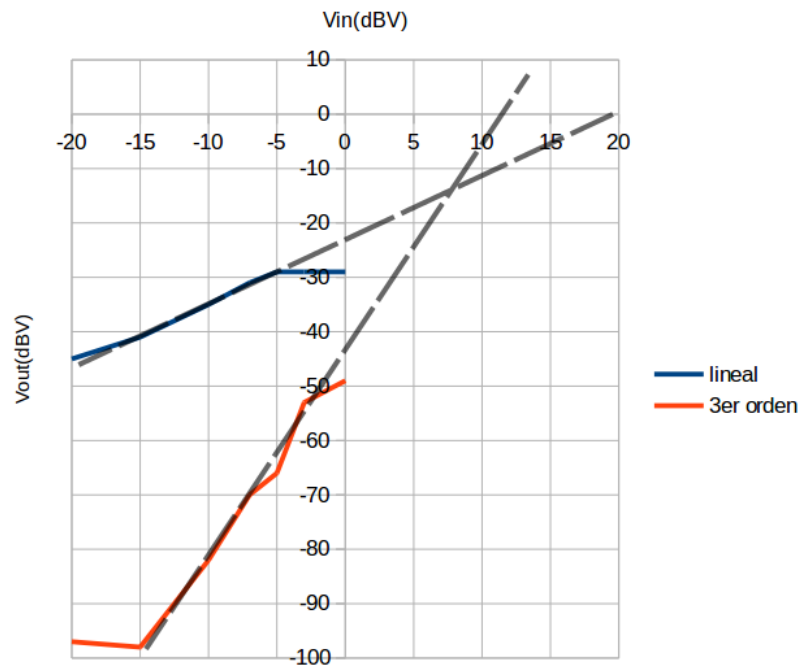


Figura 9.9: Determinación del IP3 para la arquitectura *Sum Squaring*.

9.4 Elección de arquitectura

Visto en las simulaciones que la arquitectura *Multiplying Quad* tiene una característica lineal mucho mayor que la *Sum Squaring*, además de un buen rango dinámico de entrada, es la arquitectura que se escoge para profundizar en el diseño.

9.5 Refinamiento en el diseño del mezclador *Multiplying Quad*

Hasta ahora se ha estudiado la arquitectura *Multiplying Quad* utilizando como *buffer* un amplificador operacional ideal. Ahora el estudio se va a dividir en dos fases. Primero se va a optimizar el multiplexor (a estructura formada por los MOSFET M1 a M4) y después se diseñará el buffer.

9.5.1 Diseño del multiplexor

Parámetro	Valor
L	50 nm
W	100 nm
R	500 k Ω
V_{DCy}	800 mV

Se ha comprobado como ajustando el nivel de V_{DCy} a 800 mV y reduciendo W a 100 nm se obtiene un nivel del 3er armónico de 51 dB con respecto a la componente principal. Para compensar la pérdida de ganancia al reducir W , se aumenta R hasta 500 k Ω .

La disposición del circuito sigue manteniendose como en la figura 9.2.

9.5.2 Diseño del buffer

Como buffer se ha tomado el amplificador operacional propuesto en [3, p. 891]. Los condensadores de 10pF en las salidas V_{op} y V_{om} hacen que al acoplar el buffer al multiplexor se forme un filtro paso bajo, para limpiar los armónicos. El valor de 10pF hace que la respuesta para frecuencias intermedias de hasta 1 MHz se corresponda con la banda de paso del filtro. Las dimensiones de los MOSFET están especificadas en formato W/L. Están seleccionadas de forma que $L = 1$ se corresponde con 50 nm. Por tanto, para el MOSFET marcado como 10/3 las dimensiones son $L = 3 * 50 \text{ nm} = 150 \text{ nm}$. Por otro lado $W = 10/3 * L = 500 \text{ nm}$. Los MOSFET que no están etiquetados tienen longitudes $L = 50 \text{ nm}$ y $W = 1000 \text{ nm}$.

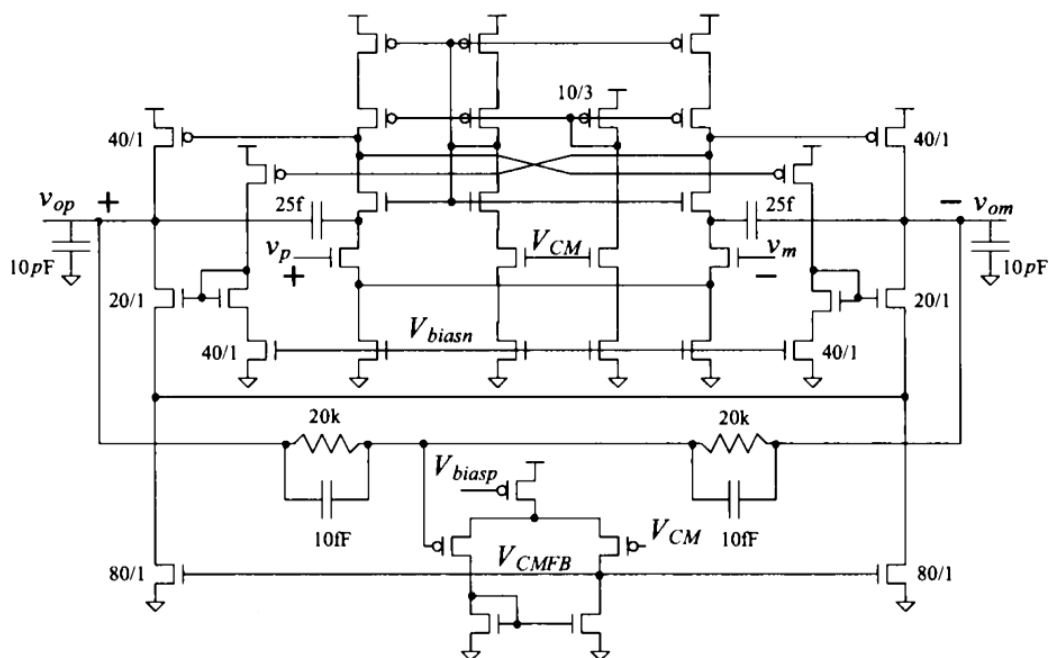


Figura 9.10: Circuito del buffer utilizado.

9.6 Caracterización del mezclador. Integración de multiplexor y buffer

En este apartado se expone la caracterización del sistema final, con los parámetros de diseño del apartado 9.5.

9.6.1 Respuesta en frecuencia

Repitiendo la prueba del punto 9.2.3 se obtiene la FFT de la salida en la figura 9.11. El nivel del 3 er armónico con respecto al fundamental es de -49 dB. Por tanto, la integración final del sistema no ha afectado demasiado a este aspecto.

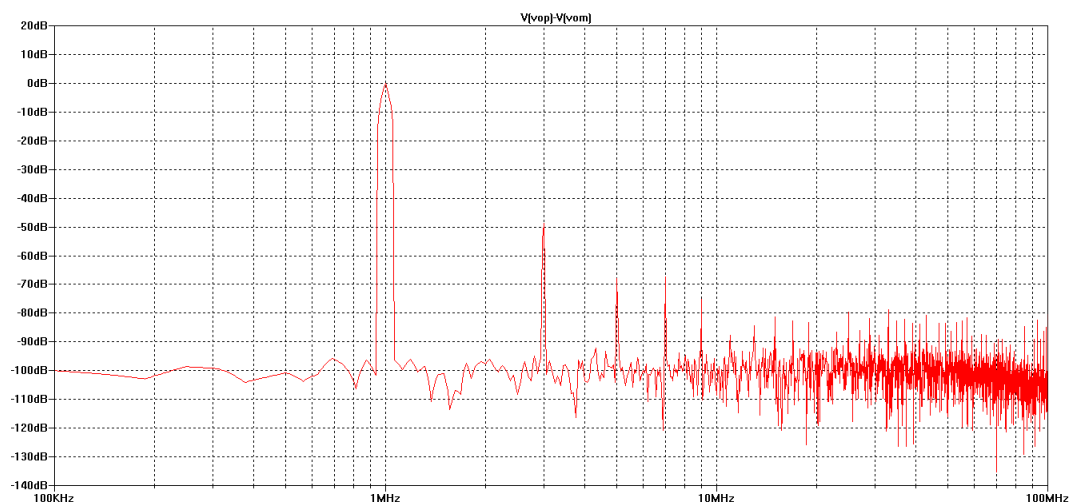


Figura 9.11: FFT de la salida para la arquitectura *Multiplying Quad*

Haciendo un barrido en frecuencia se obtiene la siguiente respuesta. Se mantiene, como siempre, la amplitud de la señal del oscilador local a 100 mVpp. Se ha ido variando la frecuencia del tono de entrada de forma que se obtuvieran distintas frecuencias intermedias, reflejadas en la tabla:

f (MHz)	Respuesta (dB)
0.1	0
0.2	0
0.5	0
1	0
1.2	-0.3
1.5	-0.8
2	-1.6
5	-4.7
10	-8
30	-12

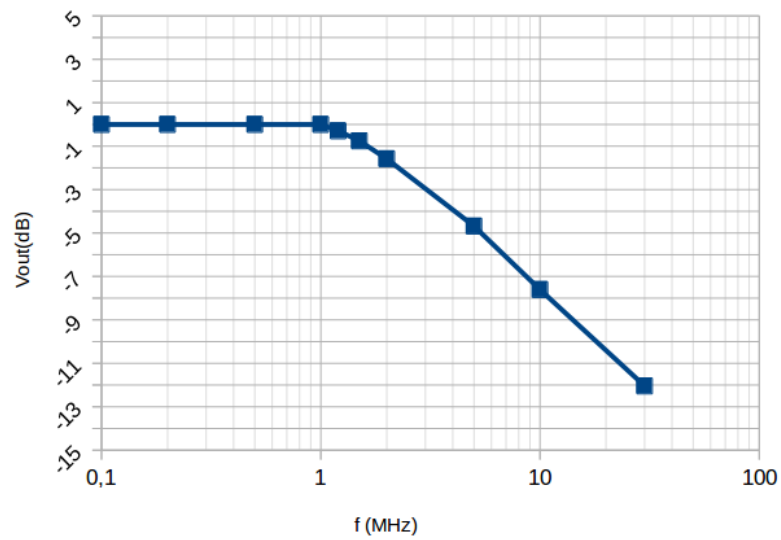


Figura 9.12: Respuesta en frecuencia

Según la respuesta obtenida, el ancho de banda a 3 dB se encuentra más allá de los 2 MHz, suficiente para satisfacer los requisitos.

9.6.2 Linealidad

Como era de esperar, la sustitución del amplificador operacional ideal por uno real afecta al comportamiento del conjunto, que ya no tiene tanta linealidad.

$V_{in}(V)$	$V_{in}(dBV)$	$V_{out,lineal}(dBV)$	$V_{out,3er\ orden}(dBV)$
0.017	-35	-25	-85
0.031	-30	-20	-75
0.057	-25	-18	-66
0.100	-20	-14	-56
0.117	-15	-11	-46
0.316	-10	-14	-36
0.446	-7	-20	-29

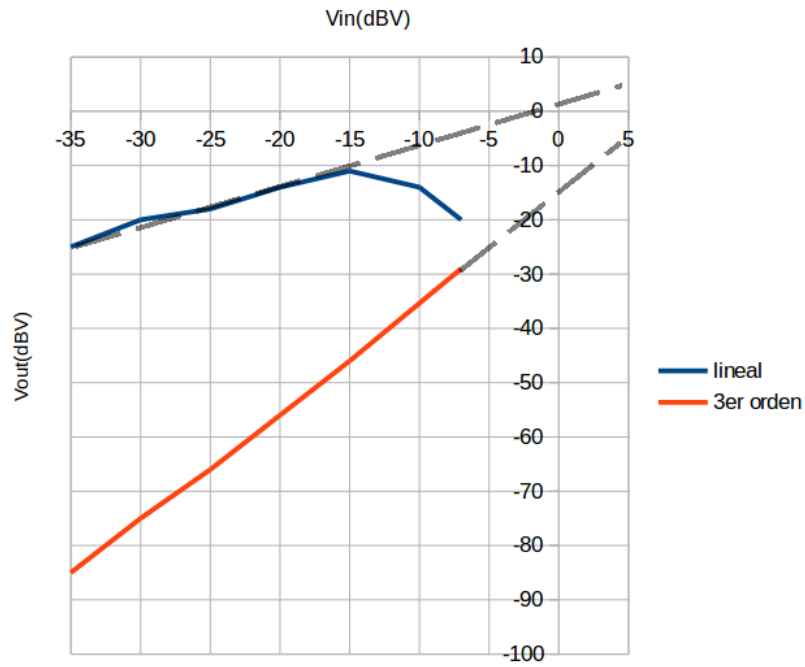


Figura 9.13: IP3 para el diseño final

10 Consecución de objetivos

Se ha conseguido diseñar, con herramientas CAD spice, un mezclador que pueda actuar como *frontend* de un aparato de Imagen por Resonancia Magnética, definiendo el circuito y los parámetros de los componentes del mismo.

Dicho mezclador está basado en tecnología CMOS de baja tensión de alimentación (1 V). Está diseñado para entradas de 140 MHz y su ancho de banda es ligeramente superior al ancho requerido de 1 MHz.

Por tanto, se han conseguido los objetivos marcados en el apartado 4 y se ha tenido en mente, como objetivo secundario, la tendencia marcada por el estado del arte, comentada en el punto 2.3 y que ha influido en los criterios a la hora de elegir una u otra arquitectura.

11 Coste del proyecto

11.1 Herramientas utilizadas

11.1.1 Herramientas utilizadas en la captura y simulación de circuitos.

- La captura y simulación de circuitos se ha hecho con la suite CAD LTSpice IV ofrecida gratuitamente por Linear Technologies Corporation. 0 €.

11.1.2 Herramientas utilizadas en la redacción de la memoria

- Para la redacción de la memoria se ha utilizado principalmente LyX / L^AT_EX. 0 €.
- Algunas imágenes se han creado mediante Inkscape. 0 €.
- El formato de otras imágenes se ha adaptado mediante The Gimp. 0 €.
- Las gráficas de las simulaciones bien están extraídas directamente de la ventana de simulación de LTSpice o bien están elaboradas con LibreOffice Calc. 0 €.
- Para la gestión de la bibliografía se ha usado BibT_EX. 0 €.
- Para el acceso a bibliografía especializada se ha utilizado el acceso desde la Universidad a la base de datos del IEEE para estudiantes. 0 €.

11.1.3 Herramientas utilizadas en la composición de la presentación

- La composición de la presentación se ha realizado en LibreOffice Impress. 0 €.
- Algunas imágenes se han creado mediante Inkscape. 0 €.
- El formato de otras imágenes se ha adaptado mediante The Gimp. 0 €.

- Las gráficas de las simulaciones bien están extraídas directamente de la ventana de simulación de LTSpice o bien están elaboradas con LibreOffice Calc. 0 €.

11.1.4 Otros conceptos

- Matrícula del PFC: Precio público 173,71 €.
- Desplazamientos: 10 reuniones a unos 2 euros por trayecto, ida y vuelta: 40 €.

11.1.5 Total

Dado que todas las herramientas utilizadas son de software libre, excepto una que se ofrece de forma gratuita y el acceso al IEEE para estudiantes, que se ofrece con la matrícula, el coste total de las herramientas es de 0 €.

Sumado con el coste de otros conceptos, da un total de 213,71 €.

11.2 Estimación de horas de trabajo

La estimación del número de horas de trabajo dedicada a cada tarea es la siguiente:

- Reuniones (incluye desplazamiento): 30 h
- Estudio y lecturas: 60 h
- Simulaciones: 30 h
- Redacción de la memoria: 60 h
- Composición de la presentación: 30 h
- Total: 210 h

El total de 210 horas de trabajo supone algo más de 5 semanas de trabajo en jornada de 40 horas semanales. Comparando con mi situación laboral actual supondría una remuneración de unos 3000 euros brutos. Suponiendo un esquema de contratación, el coste laboral ascendería, incluyendo cotizaciones a la Seguridad Social por parte de la empresa, a unos 4200 euros.

A este coste laboral habría que sumar el del tiempo dedicado por el tutor, el tribunal y todo el personal universitario que hace posible la presentación del proyecto.

12 Próximos pasos

Siguiendo el diagrama de flujo propuesto en la figura 9.1, habría que pasar el circuito a layout sobre silicio, para lo cual también existen herramientas de CAD. Habrá que simular el layout del circuito y comprobar que sigue satisfaciendo los requisitos.

Posteriormente habrá que fabricar un prototipo y realizar pruebas sobre el mismo. Si no se satisfacen los requisitos, habrá que identificar si se trata de un problema de fabricación o de diseño; en ese caso habrá que volver atrás al punto correspondiente. Si supera las pruebas, el circuito está listo para la integración.

Aunque no es uno de los casos contemplados en el diagrama, antes del paso que aparece etiquetado como producción, habrá que verificar si tras la integración se cumplen los requisitos, realizando las correspondientes pruebas de integración.

Índice de figuras

2.1	Tráiler de la solución MRI móvil MAGNETRON de Siemens. . .	3
2.2	Concepto de Battlefield MRI del Los Álamos National Laboratory.	5
2.3	Izquierda: Modelo en gelatina del interior de un cráneo, que contiene una herida interna. Centro: Imagen obtenida con el Battlefield MRI en donde se identifica la lesión. Derecha: Imagen obtenida sin cancelación de ruido, en la que la resolución es mucho menor.	6
2.4	Per Magnelind (izquierda) y Al Urbaitis posando con el Battlefield MRI. La estructura de madera sujeta el sistema de cancelación dinámico que están desarrollando para evitar que el ruido interfiera en las medidas del escáner MRI sin necesidad de una habitación recubierta de metal. Así el sistema es más barato y fácil de transportar.	7
3.1	Carrito ferromagnético para transporte de material sanitario atraído por el imán del escáner de Resonancia Magnética	16
3.2	Escáner MRI tras incendio[1]	18
3.3	Diseño general de las habitaciones, con zonas de recepción, pre-diagnóstico, sala de control y habitación del escáner, con su sala de equipo asociada.	19
6.1	Estados de energía de un núcleo atómico en el seno de un campo magnético.	28

6.2	Equilibrios estable e inestable (estados de energía) de un dipolo en el seno de un campo magnético uniforme. a) Equilibrio estable (baja energía). No hay momento de fuerza que tienda a reorientar el dipolo. b) Equilibrio inestable (alta energía). Al no haber momento de fuerza el dipolo tampoco tiende a cambiar su orientación. c) Una perturbación en la orientación del dipolo en equilibrio estable crea un momento de fuerza que tiende a reorientarlo de forma que recupere el equilibrio. d) Una perturbación en la orientación del dipolo en equilibrio inestable crea un momento de fuerza que hace que el dipolo tienda a orientarse hacia el equilibrio estable (estado de baja energía).	29
6.3	La precesión de un núcleo atómico en presencia de un campo magnético es análoga a la de una peonza rotando en un campo gravitatorio.	30
6.4	Esquema básico del mecanismo de resonancia magnética.	31
6.5	Diagrama de un escáner de Imagen por Resonancia Magnética. . .	33
7.1	Concepto de multiplicador como mezclador. Comparativa entre dispositivo ideal y real.	35
7.2	Mezclador simple basado en conmutación	36
7.3	Réplicas del espectro al muestrear una señal.	37
7.4	Diagrama de bloques típico de un <i>downconverter</i> de la señal RF. Cada rama necesita un mezclador.	38
8.1	Sección de un BJT planar NPN (izquierda) y un MOSFET (derecha)	43
8.2	Longitud y anchura de un MOSFET tipo N	43
8.3	Formación del canal N	44

8.4	Curvas IV de distintos componentes.	45
8.5	Curvas IV de un MOSFET para distintos V_{GS}	45
8.6	Curvas IV de un MOSFET para un V_{GS} determinado.	46
8.7	Conmutador NMOS mostrando el efecto de la inyección de carga.	48
8.8	Capacidades parásitas formando acoplo capacitivo.	49
8.9	Circuito de ejemplo (izquierda) y equivalente para análisis de ruido (derecha).	50
8.10	<i>Dummy switch</i> (falso conmutador).	52
8.11	Topología diferencial.	54
8.12	Transistores reales y modelado con transistores ideales.	55
8.13	Esquemático de la arquitectura <i>Multiplying Quad</i>	56
8.14	Nodos que hay que fijar a tensión constante en el <i>Multiplying Quad</i>	56
8.15	Recorte por deriva incontrolada de V_{CM}	57
8.16	Amplificador diferencial con amplificador CMFB incorporado.	58
8.17	Amplificador diferencial con amplificador CMFB incorporado.	59
9.1	Esquemático de la arquitectura <i>Multiplying Quad</i>	61
9.2	Esquemático de la arquitectura <i>Multiplying Quad</i>	62
9.3	Descomposición de las señales de entrada en el <i>Multiplying Quad</i>	64
9.4	Esquemático de la arquitectura <i>Sum Squaring</i>	66

9.5	Esquemático de la arquitectura <i>Sum Squaring</i>	67
9.6	FFT de la salida para la arquitectura <i>Multiplying Quad</i> (diseño preliminar).	71
9.7	FFT de la salida para la arquitectura <i>Sum Squaring</i> (diseño preliminar).	72
9.8	Determinación del IP3 para la arquitectura <i>Multiplying Quad</i> . . .	74
9.9	Determinación del IP3 para la arquitectura <i>Sum Squaring</i>	75
9.10	Circuito del buffer utilizado.	77
9.11	FFT de la salida para la arquitectura <i>Multiplying Quad</i>	78
9.12	Respuesta en frecuencia	79
9.13	IP3 para el diseño final	80

Referencias

- [1] Mri fire safety. http://www.rad-planning.com/newsletter/2012/1203_2_MRI_fires.html. Accessed: 2016-07-12.
- [2] Á. Alberich Bayarria, L. Martí Bonmatía, J. Lafuentec, and E. Guibelalde del Castillo. *Utilización segura de la resonancia magnética. Recomendaciones prácticas para el personal que trabaja con resonancia magnética*. 2012.
- [3] R. Jacob Baker. *CMOS Circuit Design, Layout and Simulation*. 3 edition.
- [4] Matt A. Bernstein, Kevin F. King, and Xiaohong Joe Zhou. *Handbook of MRI pulse sequences*. 2004.
- [5] Degang Chen. Mixer design. <http://class.ee.iastate.edu/djchen/ee507/Mixer%20Design.ppt>. Accessed: 2014-06-22.
- [6] Wai-Kai Chen. *Analog Circuits and Devices*.
- [7] Jan Crols and Michel S. J. Steyaert. *A 1.5 GHz highly linear CMOS down-conversion mixer*. 1995.
- [8] Fabio D’Agostino and Daniele Quercia. *Short channel effects*. 2000.
- [9] Diario Oficial de la Unión Europea. *DIRECTIVA 2013 35 UE DEL PARLAMENTO EUROPEO Y DEL CONSEJO de 26 de junio de 2013*.
- [10] Siemens Heathcare. *MAGNETOM Mobile MRI Solutions*. 2009.
- [11] Willis HRH. *Magnetic resonance imaging hazards and safety guidelines*. 2009.
- [12] Maxim Integrated. *Application Note 4681 Introduction to Magnetic Resonance Imaging (MRI)*. 2010.
- [13] Los Alamos National Laboratory. *Battlefield, taking low-field to the field*. 2009.
- [14] Enrico Rubiola. arxiv preprint physics/0608211. *Tutorial on the double balanced mixer*, 2006.

- [15] Guglielmo Sirna and Vinod Paliakara. Challenges in parallel data acquisition for mri. http://www.electronicproducts.com/Analog_Mixed_Signal_ICs/Communications_Interface/Challenges_in_parallel_data_acquisition_systems_for_MRI.aspx. Accessed: 2014-06-20.